

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2003 年 10 月 2 日 (02.10.2003)

PCT

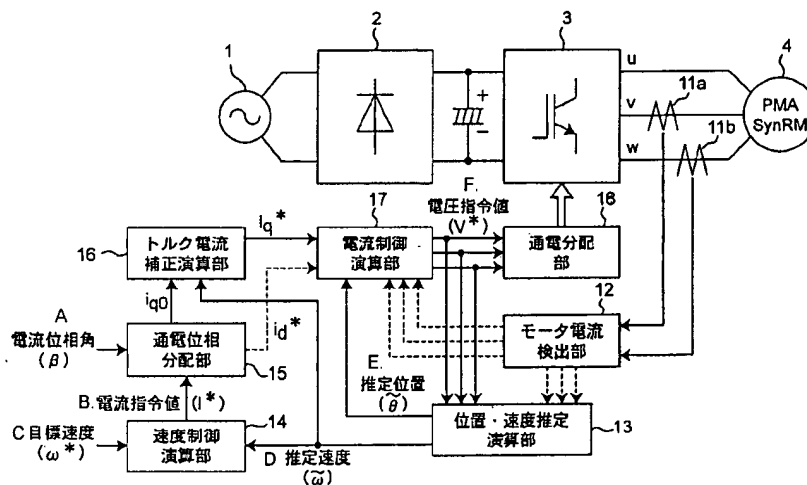
(10) 国際公開番号
WO 03/081765 A1

- (51) 国際特許分類: H02P 21/00 (72) 発明者; および
(21) 国際出願番号: PCT/JP03/03419 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 河地 光夫
(22) 国際出願日: 2003 年 3 月 20 日 (20.03.2003) (KAWAJI, Mitsuo) [JP/JP]; 〒525-0058 滋賀県 草津市
(25) 国際出願の言語: 日本語 野路東 2-7-1 1 松草寮 202 号 Shiga (JP). 松城
(26) 国際公開の言語: 日本語 英夫 (MATSUSHIRO, Hideo) [JP/JP]; 〒525-0072 滋
(30) 優先権データ: (74) 代理人: 青山 葆, 外 (AOYAMA, Tamotsu et al.); 〒
特願 2002-81171 2002 年 3 月 22 日 (22.03.2002) JP 540-0001 大阪府 大阪市中央区 城見 1 丁目 3 番 7 号
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電 1MPビル 青山特許事務所 Osaka (JP).
器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUS-
TRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府 門真市
大字門真 1006 番地 Osaka (JP). (81) 指定国 (国内): CN, JP, KR, US.

[続葉有]

(54) Title: SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: シンクロナスリラクタンスモータの制御装置



(57) Abstract: A synchronous reluctance motor control device includes current correction/calculation means (16) for generating a torque current instruction value following the load torque so that the output torque of the synchronous reluctance motor is always matched with the load torque. The control device may further include position/speed estimation/calculation means (13) for estimating position/speed based on the three-phase voltage equation in order to improve the control performance during voltage saturation.

(57) 要約: シンクロナスリラクタンスモータの制御装置は、シンクロナスリラクタンスモータの出力トルクを、負荷トルクと常時一致させるように負荷トルクに追従したトルク電流指令値を生成するトルク電流補正演算手段(16)を備える。制御装置は、電圧飽和時の制御性能を向上させるために、三相電圧方程式に基づいた位置・速度推定を行う位置・速度推定演算手段(13)をさらに有してもよい。

- 16...TORQUE CURRENT CORRECTION/CALCULATION UNIT
A...CURRENT PHASE ANGLE (β)
15...ELECTRIC CONNECTION PHASE DISTRIBUTION UNIT
B...CURRENT INSTRUCTION VALUE (I^*)
C...TARGET SPEED (ω^*)
14...SPEED CONTROL CALCULATION UNIT
D...ESTIMATED SPEED ($\hat{\omega}$)
E...ESTIMATED POSITION ($\hat{\theta}$)
17...CURRENT CONTROL/CALCULATION UNIT
F...VOLTAGE INSTRUCTION VALUE (V^*)
18...ELECTRICAL CONNECTION DISTRIBUTION UNIT
12...MOTOR CURRENT DETECTION UNIT
13...POSITION/SPEED ESTIMATION/CALCULATION UNIT

WO 03/081765 A1



(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

明 細 書

シンクロナスリラクタンスモータの制御装置

5 技術分野

本発明はシンクロナスリラクタンスモータの制御装置に関し、特に、位置センサを用いずにロータの角度を推定して駆動する制御装置に関する。

背景技術

- 10 従来のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置は、ホール素子、レゾルバあるいは光エンコーダなどの位置センサを用いてロータの角度情報を得ていた。そのため、位置センサの分だけコストが上昇し、シンクロナスリラクタンスモータのサイズも大きくなっていた。

- そこで、位置センサを省略することで、低コストと小型化を実現するシンクロ
15 ナスリラクタンスモータの制御装置として、一般的には図 2 3 に示すようなシンクロナスリラクタンスモータの制御装置が知られている。

- 図 2 3 において、主回路は交流電源 1 と、交流電力を直流電力に変換する AC
／DC 変換器 2 と、直流電力を交流電力に変換する DC／AC 変換器 3 と、DC
／AC 変換器 3 により変換された交流電力により駆動するシンクロナスリラクタ
20 ンスモータ 5 から構成されている。

- 一方、制御回路は、モータ電流を検出するための電流検出器 11a、11b およびモータ電流検出部 12 と、シンクロナスリラクタンスモータの位置および速度推定を行う位置・速度推定演算部 13 と、外部から与えられる速度指令値と位置・速度推定演算部 13 から得られる速度推定値との速度誤差をゼロとすべく
25 電流指令値を決定する速度制御演算部 14 と、速度制御演算部 14 から得られる電流指令値をトルク電流成分と界磁電流成分に分配する通電位相分配部 15 と、トルク電流指令値および界磁電流指令値とモータ電流検出値との電流誤差をゼロとすべく電圧指令値を決定する電流制御演算部 17 と、シンクロナスリラクタンスモータ 5 における各駆動素子毎に通電信号を分配する通電分配部 18 とから

構成されている。

図 2 4 は、一般的なシンクロナスリラクタンスモータ 5 の構成を示す断面図である。シンクロナスリラクタンスモータ 5 はロータ 8 とステータ 6 から構成される。

- 5 図 2 3 に示す制御装置において、位置・速度推定演算部 1 3 はモータ電流および電圧指令値の情報を用いて磁束を求める。次に、この磁束の静止座標に対する角度を示す α β 軸磁束角度を求める。そして、回転座標に対するこの磁束の位相を示す d q 軸座標位相を設定する。さらに、 α β 軸座標角度から d q 軸座標位相を減算し、推定角度を求める。そして、この推定角度に基づきシンクロナスリラクタンスモータ 5 を制御する。

また、低速用角度推定と高速用角度推定の二方式の角度推定を行い、低速域と高速域の境界では、両者の方式で推定した角度の割合を除々に変化させ合成して推定角度を生成する。なお、低速域においては、電圧パルス印加してその電圧応答から角度を求める。

- 15 例えば、特開 2 0 0 1 - 1 9 7 7 7 4 号公報に記載の位置センサレス駆動方式のシンクロナスリラクタンスモータは、電圧指令値にローパス機能を作用させるローパスフィルタ手段を有し、ロータの速度が大きくなるとローパス機能の作用を小さくさせることで、低速域と高速域の境界域において、電圧パルスの影響を除去して安定に角度推定方式の切り替えを行い、高速域において時間遅れがないシンクロナスリラクタンスモータの制御を実現させている。

- 20 しかしながら、上記従来の構成では制御演算が複雑であり、かつインバータの電圧制御率が 1 0 0 % を超える場合、いわゆる電圧飽和となる場合や、急峻な負荷変動がある場合には位置・速度推定が困難となり、モータ駆動制御が不安定になるといった課題を有していた。

25

発明の開示

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、電圧飽和や急峻な負荷変動に対してロバストな制御系を構築したシンクロナスリラクタンスモータの制御装置を提供することを目的とする。

本発明のモータ制御装置は、少なくともステータ巻線のインダクタンス変化およびモータ電流に伴って発生するリラクタンストルクを利用するシンクロナスリラクタンسمータの制御する装置である。

その制御装置において、電流検出手段はシンクロナスリラクタンسمータのステータ巻線に流れるモータ電流を検出する。

位置・速度推定手段は、電流検出手段による検出値と、シンクロナスリラクタンسمータのステータ巻線に印加する電圧の指令値である電圧指令値とから、シンクロナスリラクタンسمータの誘起電圧を推定し、その誘起電圧の推定値に基づきシンクロナスリラクタンسمータのロータ位置および回転速度の推定値を決定する。

速度制御手段は、位置・速度推定手段による回転速度の推定値と、外部から与えられる回転速度の目標値との誤差をゼロとするように、シンクロナスリラクタンسمータのステータ巻線に供給する電流指令値を決定する。

分配手段は、予め設定されたシンクロナスリラクタンسمータの電流位相角により、速度制御手段からの電流指令値を、そのトルク電流成分であるトルク電流指令値と界磁電流成分である界磁電流指令値に分配する。

トルク電流補正手段は、シンクロナスリラクタンسمータの負荷要素が発生する負荷トルクをシンクロナスリラクタンسمータの出力トルクと一致させるように、分配手段からのトルク電流指令値と、位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値とに基づいてトルク電流指令値を補正する。

電流制御手段は、トルク電流補正手段からのトルク電流指令値の補正值および分配手段からの界磁電流指令値と、電流検出手段から得られるモータ電流の検出値との誤差をゼロとするように電圧指令値を生成する。

通電分配手段は、電圧指令値に基づいてシンクロナスリラクタンسمータにおける各駆動素子毎に通電信号を分配する。

本発明の制御装置は、上記の構成を有することにより、シンクロナスリラクタンسمータの負荷要素が発生する負荷トルクと、シンクロナスリラクタンسمータの出力トルクとを常時一致させるようにする。これにより、急峻な負荷変動に対してロバストな制御系が実現でき、また、トルク変動を抑制し低振動化・低騒

音化が実現できる。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスモータ（SRM）の制御装置
5 の全体構成の一例を示した図である。

図 2 は、位置・速度推定における座標軸の一例を説明した図である。

図 3 は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの一例
の断面図である。

図 4 は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの別の
10 例の断面図である。

図 5 は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの磁束
ベクトルの一例を示す図である。

図 6 は、一般的なロータリ圧縮機の負荷トルク特性を示す図である。

図 7 は、本発明に係る SRM の制御装置におけるトルク電流補正演算部の出力
15 信号の一例を示す図である。

図 8 は、一般的なスクロール圧縮機の負荷トルク特性を示す図である。

図 9 は、本発明に係る SRM の制御装置におけるトルク電流補正演算部の一構
成例を示すブロック図である。

図 10 は、本発明に係る SRM の制御装置におけるトルク電流補正演算部の別
20 の構成例を示すブロック図である。

図 11 は、トルク電流補正動作オン／オフ切替時におけるトルク電流指令値の
切り替わりの様子を示した図である。

図 12 は、本発明に係る SRM の制御装置における速度制御演算部の一構成例
を示すブロック図である。

図 13 は、本発明に係る SRM の制御装置における推定速度平均演算部の出力
25 の切替えの様子を示す図である。

図 14 は、本発明に係る SRM の制御装置における電流制御演算部の一構成例
を示すブロック図である。

図 15 は、本発明に係る SRM の制御装置における位置・推定演算部の一構成

例を示すブロック図である。

図 1 6 は、本発明に係る S R M の制御装置における誘起電圧推定部の一構成例を示すブロック図である。

図 1 7 は、本発明に係る S R M の制御装置におけるモータ定数補償部の一構成
5 例を示すブロック図である。

図 1 8 は、本発明に係る S R M の制御装置におけるモータ定数補償部の別の構成例を示すブロック図である。

図 1 9 は、モータ定数補償動作のオン／オフ切替え時におけるモータ定数補償部の出力の切り替わりの様子を示す図である。

10 図 2 0 は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の全体構成の別の例を示す図である。

図 2 1 は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の全体構成のさらに別の例を示す図である。

図 2 2 は、インバータ直流電圧のリプル成分を説明した図である。

15 図 2 3 は、従来のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置のブロック図である。

図 2 4 は、従来のシンクロナスリラクタンスモータの構成例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

20 以下、添付の図面を参照し、本発明に係るシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の好ましい実施形態について説明する。

実施の形態 1

図 1 に本発明に係るシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の一実施例の
25 システム構成図を示す。なお、以下では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータに対して位置センサを用いずに 1 8 0 度通電である正弦波駆動を行う場合の例を説明する。

主回路は交流電源 1 と、交流電力を直流電力に変換する A C / D C 変換器 2 と、直流電力を交流電力に変換する D C / A C 変換器 3 と、 D C / A C 変換器 3 に

より変換された交流電力により駆動する永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータ 4 とから構成されている。

制御回路は、モータ電流を検出するための電流検出器 11a、11b およびモータ電流検出部 12 と、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの位置
5 および速度推定を行う位置・速度推定演算部 13 と、外部から与えられる速度指令値と位置・速度推定演算部 13 から得られる速度推定値との速度誤差をゼロと
するべく電流指令値を決定する速度制御演算部 14 と、速度制御演算部 14 から
得られる電流指令値をトルク電流成分と界磁電流成分に分配する通電位相分配部
15 と、トルク電流指令値を補正するトルク電流補正演算部 16 と、トルク電流
指令値の補正值および界磁電流指令値とモータ電流検出値との電流誤差をゼロと
10 するべく電圧指令値を決定する電流制御演算部 17 と、永久磁石補助型シンクロ
ナスリラクタンスモータ 4 における各駆動素子毎に通電信号を分配する通電分配
部 18 とから構成されている。

図 2 は位置・速度推定における座標軸の定義を示す図である。一般的に、正弦
15 波駆動を行う場合には、制御演算を容易にするため図 2 のようにモータの諸量を
u、v、w の三相から d q 軸の二相へと三相→二相変換を行い直流化する。なお、
三相から二相への変換方法については公知のため省略する。図 2 において、 θ_m は実際のロータ位置（u 相基準の q 軸との位相差）であり、 θ^{\sim} は推定位置（
u 相基準の γ 軸との位相差）である。また、位置誤差 $\Delta \theta$ には次式の関係がある
20

$$\Delta \theta = \theta^{\sim} - \theta_m$$

図 3 および図 4 は、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータ 4 の構成
25 例を示した図である。図 3 に示すシンクロナスリラクタンスモータは、分布巻ス
テータ 6 と、永久磁石 9 を有したロータ 8 から構成される。図 4 に示すシンクロ
ナスリラクタンスモータは、集中巻ステータ 7 と永久磁石 9 を有したロータ 8 か
ら構成されている。ロータに永久磁石を内蔵させることによりモータ効率を向上
させている。永久磁石 9 には、シンクロナスリラクタンスモータの定格負荷にお

けるブレーキトルクを相殺するのに必要最低限の磁気量のみを有するものを使用するのが好ましい。これにより、定格負荷におけるモータ効率の改善を図るだけでなく、永久磁石によるコストアップを最小限に抑制することが可能となる。

永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータ 4 の磁束ベクトルの一例を図 5 に示す。図 5 において、ベクトル A は正トルクを発生する磁束成分であり、補助磁石の磁束成分（ベクトル C）は、ブレーキトルク（負トルク）を発生する磁束成分（ベクトル B）を打ち消すように作用する。なお、この場合の発生トルクは式（1）のように表される。

$$\tau_e = n_p L_d i_d i_q + n_p (\Lambda_0 i_q - L_q i_d i_q) \quad (1)$$

10

式（1）において、 n_p は極対数、 L_d 、 L_q はそれぞれ d 軸および q 軸インダクタンス Λ_0 は永久磁石による磁束鎖交数、 i_d 、 i_q はそれぞれ d 軸および q 軸電流である。

15 以下に、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータ 4 の位置センサレス駆動を説明する。

まず、速度制御演算部 14 が、外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と回転速度推定値 ω^\sim を用いて、次式で表される演算により電流指令値 I^* を求める。

$$I^* = \left(K_{p1} + \frac{K_{I1}}{p} \right) (\omega^* - \omega^\sim) \quad (2)$$

20

ここで、 K_{p1} 、 K_{I1} は P I 補償器のゲイン、 p は微分演算子である。

次に、通電位相分配部 15 は、電流指令値 I^* と予め設定された電流位相角 β を用いて、次式で表される演算により電流指令値 I^* を d 軸電流 i_d^* および q 軸電流 i_q^* に分配する。

25

$$\begin{cases} i_d^* = -I^* \sin \beta \\ i_{q0} = I^* \cos \beta \end{cases} \quad (3)$$

トルク電流補正演算部 16 は、回転速度推定値 $\omega \sim$ と q 軸電流 i_{q0} を用いて、次式で表される演算により q 軸電流指令値 i_q^* を導出する。

$$i_q^* = i_{q0} + \left(K_{p2} + \frac{K_{I2}}{p} \right) (\omega \sim [nT_s] - \omega \sim [(n-1)T_s]) \quad (4)$$

5

ここで、式 (4) ではマイコンなどで演算を行うため離散時間系をとっており、 nT_s は現在のサンプリング時刻で、 $(n-1)T_s$ はひとつ前のサンプリング時刻である。また、 K_{p2} 、 K_{I2} は P I 補償器のゲインである。トルク電流補正演算部 16 は上式を用いて q 軸電流指令値 i_q^* を導出することにより、永久磁石補助
10 型シンクロナスリラクタンスモータの負荷要素が発生する負荷トルクと、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの出力トルクとを常時一致させるようにしている。

電流制御演算部 17 は、モータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w と d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* を用いて、以下の演算により三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を導出
15 する。

まず、次式で表されるようにモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を三相―二相変換により $\gamma \delta$ 軸電流検出値 i_γ 、 i_δ に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta \sim & \cos(\theta \sim - 2\pi/3) & \cos(\theta \sim + 2\pi/3) \\ \sin \theta \sim & \sin(\theta \sim - 2\pi/3) & \sin(\theta \sim + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (5)$$

20 次に、d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と $\gamma \delta$ 軸電流検出値 i_γ 、 i_δ を用いて、式 (6) で表されるように $\gamma \delta$ 軸電圧指令値 v_γ^* 、 v_δ^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{\gamma}^* = \left(K_{p3} + \frac{K_{I3}}{p} \right) (i_q^* - i_{\gamma}) \\ v_{\delta}^* = \left(K_{p4} + \frac{K_{I4}}{p} \right) (i_d^* - i_{\delta}) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 K_{p3} 、 K_{I3} および K_{p4} 、 K_{I4} はP I 補償器のゲインである。

最後に、次式で表されるように $\gamma \delta$ 軸電圧指令値 v_{γ}^* 、 v_{δ}^* を二相-三相変換により三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する。

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta^{\sim} & \sin \theta^{\sim} \\ \cos(\theta^{\sim} - 2\pi/3) & \sin(\theta^{\sim} - 2\pi/3) \\ \cos(\theta^{\sim} + 2\pi/3) & \sin(\theta^{\sim} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

5

さらに、位置・速度推定演算部13は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて、以下のような方法で位置・速度推定を行う。

ここで、三相電圧方程式より、誘起電圧は式(8)で表される。

10

$$e_{uvw} = v_{uvw} - Ri_{uvw} - pLi_{uvw} \quad (8)$$

式(8)において、相電圧、相電流および誘起電圧 v_{uvw} 、 i_{uvw} 、 e_{uvw} は3次元ベクトルで、ステータ巻線抵抗およびインダクタンス R 、 L は3行3列の行列でそれぞれ表記している。

15 具体的には、式(9)で表される演算により推定誘起電圧 e_u^{\sim} 、 e_v^{\sim} 、 e_w^{\sim} を導出する。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} e_u^* \\ e_v^* \\ e_w^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega^* L_{a0} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* + \beta) \\ \sin(\theta^* + \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\
 &\quad - \frac{3}{2} \omega^* L_{as} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* - \beta) \\ \sin(\theta^* - \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* - \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)
 \end{aligned}$$

ここで、 $L_{a0} = (L_d + L_q) / 3$ 、 $L_{as} = (L_q - L_d) / 3$ である。

また、誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w は回転速度推定値 ω^* と誘起電圧定数 K_E を用い
5 ると次式 (10) で表すことができる。

$$\begin{cases} e_u = \omega^* K_E \sin \theta^* \\ e_v = \omega^* K_E \sin(\theta^* - 2\pi/3) \\ e_w = \omega^* K_E \sin(\theta^* + 2\pi/3) \end{cases} \quad (10)$$

よって、式 (9) および式 (10) より、推定位置 θ^* は次式のように導出
10 することができる。

$$\theta^*[nT_s] = \frac{\theta_u^*[nT_s] + \theta_v^*[nT_s] + \theta_w^*[nT_s]}{3} \quad (11)$$

ただし、 θ_u^* 、 θ_v^* 、 θ_w^* は式 (12) で表される。

$$\begin{cases} \theta_u^*[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{e_u^*}{(\omega^* + \delta_0) K_E} \right] \\ \theta_v^*[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{e_v^*}{(\omega^* + \delta_0) K_E} \right] + \frac{2\pi}{3} \\ \theta_w^*[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{e_w^*}{(\omega^* + \delta_0) K_E} \right] - \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 δ_0 はゼロ割防止のための微小項である。

15 本実施形態の制御装置によれば、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモ

ータの負荷要素が図6で示される一般的なロータリ圧縮機の場合に、トルク電流補正演算部により図7に示すように負荷トルクに追従したトルク電流指令値を生成する。これにより、シンクロナスリラクタンスモータの出力トルクと負荷トルクとを常時一致させることが可能となる。

- 5 または、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの負荷要素が図8で示される一般的なスクロール圧縮機の場合、本実施形態の制御装置によれば、ロータ一回転中における負荷変動が小さいため、定常的には前述のトルク電流指令値を補正する必要が無いので、制御周期の整数倍の周期でトルク電流指令値を補正するなどの方法を用いることで演算量を大幅に低減することが可能となる。

- 10 なお、前述の説明では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータを位置センサを用いずに180度通電である正弦波駆動を行う場合について述べたが、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータはロータに永久磁石を有しているため、一般にルームエアコンなどの家電製品に用いられている位置検知方式の矩形波通電でも適用可能である。

- 15 さらに、前述の説明では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの制御方式について述べたが、一般的なシンクロナスリラクタンスモータにも適用可能である。

- 以上により、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの負荷要素が発生する負荷トルクと、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスモータの出力トルクとを常時一致させることができるだけでなく、三相電圧方程式より位置・速度推定を行うため、電圧飽和や急峻な負荷変動に対してロバストな制御系が実現
20 できるだけでなく、トルク変動を抑制し低振動化・低騒音化が実現できる。

実施の形態2

- 25 本実施形態では、回転角度推定値 ω^{\sim} が基準値以下の低速領域においてのみトルク電流指令値の補正を行う。本実施形態では、トルク電流補正演算部のみが実施の形態1のものと異なる。図9は本実施形態のトルク電流補正演算部の構成を示した図である。

トルク電流補正演算部16aは、回転角度推定値 ω^{\sim} と予め設定された推定回

転角度基準値 ω_R とを入力し比較する推定速度比較器 4 2 と、推定速度比較器 4 2 の出力信号に応じてトルク電流指令値の補正を行う q 軸電流補正演算部 4 1 とを備える。

推定速度比較器 4 2 の出力信号 ε_w は、回転角度推定値 ω^{\sim} と推定回転角度基準値 ω_R から式 (13) のように表される。

$$\varepsilon_w = \begin{cases} 0 & (\omega^{\sim} > \omega_R) \\ 1 & (\omega^{\sim} \leq \omega_R) \end{cases} \quad (13)$$

q 軸電流補正演算部 4 1 の出力値 i_q^* は、推定速度比較器の出力信号 ε_w に応じて式 (14) のように表される。

10

$$i_q^* = \begin{cases} i_{q0} & (\varepsilon_w = 0) \\ i_{q0} + \left(K_{p2} + \frac{K_{l2}}{p} \right) (\omega^{\sim}[nT_s] - \omega^{\sim}[(n-1)T_s]) & (\varepsilon_w = 1) \end{cases} \quad (14)$$

すなわち、トルク電流補正演算部 1 6 は、回転角度推定値 ω^{\sim} が推定回転角度基準値 ω_R 以下の低速領域においてのみトルク電流指令値の補正を実行する（トルク電流補正動作をオンにする）。

15 なお、推定速度比較器 4 2 にはヒステリシスを具備させても良い。すなわち、推定速度比較器 4 2 において、回転角度推定値 ω^{\sim} が増加方向に変化する場合の基準値 ω_R の値と、回転角度推定値 ω^{\sim} が減少方向に変化する場合の基準値 ω_R の値とを異ならせても良い。

さらに、前述の説明では、推定回転角度基準値 ω_R が一つの場合について述べたが、推定回転角度基準値をいくつか設けて、各基準値で定まる回転速度領域の各々においてトルク電流指令値の補正または非補正の切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流指令値の補正に伴う演算時間を大幅に短縮し、演算装置の負荷容量を軽減させ、かつコストダウンが図れるだけでなく、周辺回路を簡素化することが可能となる。

実施の形態 3

本実施形態では、トルクの変動量を検出し、そのトルク変動量が基準値よりも大きい領域においてのみトルク電流補正動作をオンにする。本実施形態では、トルク電流補正演算部のみが実施の形態 1 のものと異なる。本実施形態のトルク電流補正演算部の構成を図 10 に示す。

トルク電流補正演算部 16b において、トルク変動検出部 51 は回転角度推定値 $\omega \sim$ によりトルク変動検出値 $\Delta \tau$ を検出する。トルク変動比較器 52 は、トルク変動検出部 51 からのトルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ とを入力し、その比較結果を出力する。q 軸電流補正演算部 41 はトルク変動比較器 52 の出力信号に応じてトルク電流指令値の補正を行う。

具体的には、トルク変動検出部 51 の出力信号であるトルク変動検出値 $\Delta \tau$ は、回転角度推定値 $\omega \sim$ により式 (15) で導出される。

$$\Delta \tau = \frac{K_\tau}{1 + T_\tau \cdot p} \cdot \frac{\omega \sim [nT_s] - \omega \sim [(n-1)T_s]}{T_s} \quad (15)$$

ただし、 K_τ 、 T_τ は定数である。

トルク変動比較器の出力信号 ε_τ は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ から式 (16) で表される。

$$\varepsilon_\tau = \begin{cases} 0 & (\Delta \tau \leq \Delta \tau_R) \\ 1 & (\Delta \tau > \Delta \tau_R) \end{cases} \quad (16)$$

20

ここで、q 軸電流補正演算部 41 の出力値 i_q^* は、トルク変動比較器の出力信号 ε_τ に応じて次式のように表される。

$$i_q^* = \begin{cases} i_{q0} & (\varepsilon_r = 0) \\ i_{q0} + \left(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{p} \right) (\omega^-[nT_s] - \omega^-[(n-1)T_s]) & (\varepsilon_r = 1) \end{cases} \quad (17)$$

即ち、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ がトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ よりも大きい領域においてのみトルク電流指令値の補正を行うものである。

- 5 なお、トルク変動比較器 52 はヒステリシスを設けても良い。すなわち、トルク変動比較器 52 において、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ が増加方向に変化する場合の基準値 $\Delta \tau_R$ の値と、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ が減少方向に変化する場合の基準値 $\Delta \tau_R$ の値とを異ならせても良い。

- また、前述の説明では、トルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ が一つの場合について述べたが、トルク変動基準値をいくつか設けて、各基準値で定まるそれぞれの領域においてトルク電流指令値の補正または非補正の切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流指令値の補正に伴う演算時間を必要最低限まで短縮し、演算装置の負荷容量を最大限軽減させ、かつ大幅にコストダウンが図れるだけでなく、効率的なトルク変動の抑制が可能となる。

15 実施の形態 4

本実施形態では、トルク電流補正演算部は、トルク電流の非補正時から補正時へ切り替える際に、トルク電流指令値 i_q^* が急激に変化しないようにし、トルク電流指令値 i_q^* が不連続となるのを防止するようにする。図 11 を用いてその切り替え時の制御を説明する。

- 20 図 11 に示すように、トルク電流の非補正時（トルク電流補正オフ時）の電流指令値（X）から、トルク電流の補正時（トルク電流補正オン時）の電流指令値（Y）へと切り替える場合に切替猶予期間を設けており、これにより、トルク電流指令値 i_q^* が急激に変化して不連続となるのを防止する。

- 具体的には、非補正時のトルク電流指令値を $i_{q_off}^*$ 、補正時のトルク電流指令値を $i_{q_on}^*$ 、トルク電流指令値の現在値を $i_{q_now}^*$ とすると、非補正時から補正時へと切り替わる場合、トルク電流指令値の現在値 $i_{q_now}^*$ は式（18）で

表される。

$$i_{q_now}^*[nT_s] = \begin{cases} i_{q_now}^*[(n-1)T_s] - \Delta i_q & (i_{q_now}^* > i_{q_on}^*) \\ i_{q_on}^* & (i_{q_now}^* = i_{q_on}^*) \\ i_{q_now}^*[(n-1)T_s] + \Delta i_q & (i_{q_now}^* < i_{q_on}^*) \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 Δi_q は微小量であり、 $i_{q_now}^* = i_{q_on}^*$ の条件を満たした段階で補正時に切り替わるものである。

- 5 逆に、補正時から非補正時へと切り替わる場合、トルク電流指令値の現在値 $i_{q_now}^*$ は式 (19) で表される。

$$i_{q_now}^*[nT_s] = \begin{cases} i_{q_now}^*[(n-1)T_s] - \Delta i_q & (i_{q_now}^* > i_{q_off}^*) \\ i_{q_off}^* & (i_{q_now}^* = i_{q_off}^*) \\ i_{q_now}^*[(n-1)T_s] + \Delta i_q & (i_{q_now}^* < i_{q_off}^*) \end{cases} \quad (19)$$

- 10 ここで、 $i_{q_now}^* = i_{q_off}^*$ の条件を満たした段階で非補正時に切り替わるものである。

なお、トルク電流補正切替猶予期間は予め最大期間を定め、最大期間内のみ、トルク電流指令値を段階的に変化させるように切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流補正オン／オフ切り替えに伴う制御安定性および信頼性の向上が図れ、モータの乱調を防止することができる。

15

実施の形態5

- 図12に速度制御演算部14の構成例を示す。速度制御演算部14は電流指令演算部71と推定速度平均演算部72を含む。トルク電流補正オン時には、推定速度演算部72は、回転速度推定値 ω^\sim の平均値 ω_{av} を導出し、電流指令演算部71は外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と推定速度平均値 ω_{av} との速度誤差をゼロとするべく電流指令値 I_o^* を導出する。また、トルク電流補正オフ時には、推定速度平均演算部72は平均演算を行わず、そのまま回転速度推定値 ω^\sim を出力し、電流指令演算部71では外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と回
- 20

回転速度推定値 ω^{\sim} との速度誤差をゼロとするべく電流指令値 I^* を導出する。

具体的には、推定速度平均値 ω_{ave} は式 (20) で表される。

$$\omega_{ave} = \frac{1}{nT_s} \int_0^{nT_s} \omega^{\sim} dt \quad (20)$$

ここで、 n は整数である。

5

また、トルク電流指令値の補正時には、式 (21) で表される電流指令値 I_o^* を導出する。

$$I_o^* = \left(K_{P5} + \frac{K_{I5}}{P} \right) (\omega^* - \omega_{ave}) \quad (21)$$

ここで、 K_{P5} 、 K_{I5} は P I 補償器のゲインである。

10 そして、トルク電流指令値の非補正時には、推定速度平均値 ω_{ave} を用いずに式 (2) を用いて電流指令値 I^* を導出する。

以上のように、本実施形態では、トルク電流補正オン時において、推定速度平均値 ω_{ave} を用いて電流指令値 I_o^* を導出するため、トルク変動が大きい場合においても電流指令値 I_o^* の変化量が小さく最適駆動点からの逸脱を最小限に防止
15 することが可能となる。すなわち、トルク電流指令値の補正時に速度制御演算部から出力される電流指令値の変化を最小限に抑制することで、モータ効率最適点からの逸脱を防止し、高効率運転が可能となる。

推定速度平均演算部 72 は上記のようにトルク電流の補正動作に連動して、その出力を回転速度推定値 ω^{\sim} の平均値 ω_{ave} 又は回転速度推定値 ω^{\sim} に切替える。

20 この場合、トルク電流指令値の補正動作のオン／オフの切り替え時において、推定速度 ω を徐々に変化させていき、推定速度 ω が不連続となるのを防止するのが好ましい。

すなわち、トルク電流指令値の非補正時から補正時へと切替わった場合に、推定速度平均演算部 72 は、即座に推定速度平均値 ω_{ave} (ω^{\sim}) を出力するのではなく、図 13 に示すように、猶予期間を設け、徐々に推定速度平均値 ω_{ave} (ω^{\sim})
25

)に近づけるようにその出力(回転速度推定値 ω^{\sim})を所定の変化量 $\Delta\omega_s$ ずつ段階的に変化させていってもよい。これにより、非補正/補正動作の切り替わり時において、非補正時の速度推定値 ω^{\sim} から、推定速度平均値 ω_{av} (ω^{\sim})の値へ滑らかに接続されるようになる。

- 5 具体的には、非補正時の出力速度を ω_{o_off} (回転速度推定値 ω^{\sim})、補正時の出力速度(推定速度平均値 ω_{av})を ω_{o_on} 、出力速度の現在値を ω_{o_now} とすると、非補正時から補正時へと切り替わる場合、出力速度の現在値 ω_{o_now} は式(22)で表される。

$$\omega_{o_now}[nT_s] = \begin{cases} \omega_{o_now}[(n-1)T_s] - \Delta\omega_s & (\omega_{o_now} > \omega_{o_on}) \\ \omega_{o_on} & (\omega_{o_now} = \omega_{o_on}) \\ \omega_{o_now}[(n-1)T_s] + \Delta\omega_s & (\omega_{o_now} < \omega_{o_on}) \end{cases} \quad (22)$$

10

ここで、 $\Delta\omega_s$ は所定の微小量である。出力速度 ω_{o_now} は、 $\omega_{o_now} = \omega_{o_on}$ の条件を満たした段階で補正時の値に切り替わる。

逆に、補正時から非補正時へと切り替わる場合、出力速度の現在値 ω_{o_now} は式(23)で表される。

15

$$\omega_{o_now}[nT_s] = \begin{cases} \omega_{o_now}[(n-1)T_s] - \Delta\omega_s & (\omega_{o_now} > \omega_{o_off}) \\ \omega_{o_off} & (\omega_{o_now} = \omega_{o_off}) \\ \omega_{o_now}[(n-1)T_s] + \Delta\omega_s & (\omega_{o_now} < \omega_{o_off}) \end{cases} \quad (23)$$

出力速度 ω_{o_now} は、 $\omega_{o_now} = \omega_{o_off}$ の条件を満たした段階で非補正時の値に切り替わる。

- 20 なお、切替猶予期間として一定期間を定めておき、その一定期間内の間のみ上式(22)、(23)を用いて推定速度を徐々に切り替えていくようにしても良い。

以上のように、補正/非補正時において推定速度を徐々に変化させる猶予期間を設けたことにより、推定速度の急峻な変化を防止でき、トルク電流指令値の補正

／非補正の切り替え時の制御安定性および信頼性を向上でき、電流指令値の急峻な変化に伴うハンチングを抑制することが可能となる。

実施の形態 6

- 5 図 1 4 に電流制御演算部 1 7 の構成例を示す。電流制御演算部 1 7 は、二相電流指令値 i_d^* 、 i_q^* を三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* に変換する 2 相／3 相変換部 9 1 と、三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を導出する電圧指令演算部 9 2 とを含む。

- 10 三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* は式 (2 4) で表される。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta^- & \sin\theta^- \\ \cos(\theta^- - 2\pi/3) & \sin(\theta^- - 2\pi/3) \\ \cos(\theta^- + 2\pi/3) & \sin(\theta^- + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^* \\ i_d^* \end{bmatrix} \quad (24)$$

また、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は式 (2 5) で表される。

$$\begin{cases} v_u^* = \left(K_{p6} + \frac{K_{I6}}{p} \right) (i_u^* - i_u) \\ v_v^* = \left(K_{p7} + \frac{K_{I7}}{p} \right) (i_v^* - i_v) \\ v_w^* = -v_u^* - v_v^* \end{cases} \quad (25)$$

15

ここで、 K_{p6} 、 K_{I6} および K_{p7} 、 K_{I7} は P I 補償器のゲインである。

以上の構成により正確な電圧指令値を生成することが可能となり、モータ電流の歪みを最小限に抑制でき、低騒音化・低振動化が実現できる。

- 20 実施の形態 7

位置・速度推定演算部 1 3 の構成例を図 1 5 に示す。位置・速度推定演算部 1

3は誘起電圧推定部101と位置誤差修正部103を含む。誘起電圧推定部101は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w とを用いて誘起電圧推定値 e_u^{\sim} 、 e_v^{\sim} 、 e_w^{\sim} を導出し、一方で内部に有したモータモデル102から誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w を導出する。位置誤差修正部103は誘
5 起電圧推定値 e_u^{\sim} 、 e_v^{\sim} 、 e_w^{\sim} と誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w との誘起電圧誤差をゼロとするべく推定位置 θ^{\sim} を逐次修正する。

具体的には、誘起電圧推定値 e_u^{\sim} 、 e_v^{\sim} 、 e_w^{\sim} は式(9)で表され、誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w は式(26)で表される。

$$\begin{cases} e_u = V_G[nT_s] \sin \theta^{\sim} \\ e_v = V_G[nT_s] \sin(\theta^{\sim} - 2\pi/3) \\ e_w = V_G[nT_s] \sin(\theta^{\sim} + 2\pi/3) \end{cases} \quad (26)$$

10

ここで、 $V_G[nT_s]$ は式(27)～式(29)により逐次演算する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_{u0} \\ e_{v0} \\ e_{w0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega^{\sim} L_{a0} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^{\sim} + \beta) \\ \sin(\theta^{\sim} + \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^{\sim} + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{3}{2} \omega^{\sim} L_{as} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^{\sim} - \beta) \\ \sin(\theta^{\sim} - \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^{\sim} - \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

15

$$e_0 = K_e (|e_{u0}| + |e_{v0}| + |e_{w0}|) \quad (28)$$

$$V_G[nT_s] = \frac{m \cdot V_G[(n-1)T_s] + (1-m) \cdot e_0}{m} \quad (29)$$

20

ここで、 K_e は定数であり、 m は整数である。

また、位置誤差修正部 103 は、誘起電圧誤差 $\Delta e_{uv} = e_{uv}^* - e_{uv}$ の符号情報に応じて、推定位置 θ^* を式 (30) のように逐次修正する。

$$\theta^*[nT_s] = \theta^*[(n-1)T_s] + \Delta\theta^*[nT_s] \quad (30)$$

5 ただし、 $\Delta\theta^*[nT_s]$ は推定位置補償量 $\Delta\theta_p$ を用いて式 (31) で表される。

$$\Delta\theta^*[nT_s] = \begin{cases} K_{\theta 1} \cdot \Delta\theta^*[(n-1)T_s] + \Delta\theta_p & (\text{進ませる場合}) \\ K_{\theta 2} \cdot \Delta\theta^*[(n-1)T_s] - \Delta\theta_p & (\text{遅らせる場合}) \end{cases} \quad (31)$$

ここで、 $K_{\theta 1}$ 、 $K_{\theta 2}$ は定数である。

以上により、電圧飽和時でも位置・速度推定が可能となり、インバータの出力限界を増加できるだけでなく、シンクロスリラクタンスモータのステータ巻線
10 をさらに巻き込むことが可能となり、駆動システム全体の効率を向上できる。

実施の形態 8

本実施形態では、実施の形態 7 に示した位置・速度推定演算部 13 において、さらに、補償したモータ定数を用いて誘起電圧推定値を導出しており、これにより位置・速度推定精度の向上を図っている。
15

図 16 に位置・速度推定演算部 13 内の誘起電圧推定部 101 の構成を示す。誘起電圧推定部 101 は誘起電圧推定演算部 111 とモータ定数補償部 112 を含む。

モータ定数補償部 112 は三相電圧指令値、モータ電流検出値および推定速度
20 を用いてモータ定数を補償する。誘起電圧推定演算部 111 は三相電圧指令値、モータ電流検出値およびモータ定数補償値を用いて誘起電圧推定値を導出する。以下では、d q 軸上での電圧方程式より、モータ定数の 1 つであるモータ巻線抵抗値を補償する方法について説明する。

具体的には、d q 軸上での電圧方程式は式 (32) のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m K_E \end{bmatrix} \quad (32)$$

ω_m はロータ実回転速度である。

ここで、動作点近傍では、d q 軸と $\gamma \delta$ 軸 (図 2 参照) はほぼ一致していると考え、 $\Delta \theta \approx 0$ の近似を行うと式 (32) は式 (33) のように表される。

5

$$\begin{cases} v_\delta = R i_\delta + L_d \cdot p i_\delta - \omega^\sim L_q i_\gamma \\ v_\gamma = R i_\gamma + L_q \cdot p i_\gamma + \omega^\sim L_d i_\delta + \omega^\sim K_E \end{cases} \quad (33)$$

モータ巻線抵抗補償値を R^\sim とすると、式 (33) は式 (34) のように変形できる。

$$10 \quad (R^\sim - R) \cdot i_\delta^2 = R^\sim i_\delta^2 - (v_\delta i_\delta - L_d i_\delta \cdot p i_\delta + \omega^\sim L_q i_\delta i_\gamma) \quad (34)$$

ここで、式 (34) より、 i_δ の符号に関わらず補償値 R^\sim と真値 R の関係が求められ、 R^\sim が R よりも大きい場合には右辺は正となり、逆の場合には負となる。そこで、式 (35) を用いてモータ巻線抵抗値の補償を行う。

15

$$R^\sim [nT_s] = R^\sim [(n-1)T_s] - K_R \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \{R^\sim [(n-1)T_s] i_\delta^2 - (v_\delta i_\delta - L_d i_\delta \cdot p i_\delta + \omega^\sim L_q i_\delta i_\gamma)\} dt \quad (35)$$

ここで、 K_R は積分ゲインである。

なお、式 (35) では、式 (34) の右辺の積分のみを行っているが、比例項
20 を付け加えて P I 補償を行うことで応答性がより向上する。

さらに、 i_δ の符号が変化しない場合は式 (35) を辺々 i_δ で除算し演算時間の短縮を図ることが可能である。

なお、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他

のモータ定数にも本発明を適用することが可能である

以上により、正確なモータ定数を用いることで常時位置・速度推定精度の向上が図れるだけでなく、電力損失を最小限に抑制できる。

5 実施の形態 9

本実施形態では、実施の形態 8 に示した位置・速度推定演算部 1 3 において、速度に応じてモータ定数の補償動作のオン／オフを切替えるモータ定数補償部の構成を説明する。

- 図 1 7 にモータ定数補償部 1 1 2 の構成を示す。モータ定数補償部 1 1 2 は、
 10 回転角度推定値 $\omega \sim$ と予め設定された推定回転角度基準値 ω_R とを入力し、比較する推定速度比較器 4 2 と、推定速度比較器 4 2 の出力信号に応じてモータ定数の補償を行うモータ定数補償演算部 1 2 1 とを含む。

以下では、モータ定数の 1 つであるモータ巻線抵抗値 R を補償する場合について説明する。

- 15 推定速度比較器 4 2 の出力信号 ε_v は、回転角度推定値 $\omega \sim$ と推定回転角度基準値 ω_R から式 (1 3) のように表される。また、モータ定数補償演算部 1 2 1 の出力値 R_{out} は、推定速度比較器 4 2 の出力信号 ε_v に応じて式 (3 6) のように表される。

$$R_{out} = \begin{cases} R^- & (\varepsilon_v = 0) \\ R_n & (\varepsilon_v = 1) \end{cases} \quad (36)$$

20

ここで、 R^- は式 (3 5) で表されるモータ巻線抵抗補償値、 R_n はノミナル値（公称値）である。

- 上式から分かるように、モータ定数補償部 1 1 2 は、回転角度推定値 $\omega \sim$ が推定回転角度基準値 ω_R よりも大きくなる高速領域においてのみモータ定数の補償
 25 を行う。これにより、モータ定数の補償に伴う演算時間を大幅に短縮し、演算装置の負荷容量を軽減させ、かつコストダウンが図れるだけでなく、周辺回路を簡素化できる。

なお、推定速度比較器 4 2 にはヒステリシスを具備させても良い。すなわち、推定速度比較器 4 2 において、回転角度推定値 $\omega \sim$ が増加方向に変化する場合の基準値 ω_R の値と、回転角度推定値 $\omega \sim$ が減少方向に変化する場合の基準値 ω_R の値とを異ならせても良い。

- 5 また、前述の説明では、推定回転角度基準値 ω_R が一つの場合について述べたが、推定回転角度基準値をいくつか設けて、それぞれの回転速度領域においてモータ定数の補償時または非補償時の切り替えを行っても良い。

さらに、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他のモータ定数にも本発明を適用することが可能である。

10

実施の形態 10

モータ定数補償部の別の構成を図 1 8 に示す。本実施形態では、トルク変動量を検出し、その変動量が基準値以下の領域においてのみモータ定数の補償を行う。すなわち、トルク変動量に応じてモータ定数補償動作のオン／オフを切替える

15

図 1 8 に示すように、モータ定数補償部 1 1 2 b はトルク変動検出部 5 1、トルク変動比較器 5 2、及びモータ定数補償演算部 1 2 1 を含む。トルク変動検出部 5 1 は回転角度推定値 $\omega \sim$ によりトルク変動検出値 $\Delta \tau$ を検出する。トルク変動比較器 5 2 は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ とを入力して比較する。モータ定数補償演算部 1 2 1 は、トルク変動比較器 5 2 の出力信号に応じてモータ定数の補償を行う。

20

次に、モータ定数としてモータ巻線抵抗値 $R \sim$ を補償する場合の動作について説明する。

- トルク変動検出部 5 1 の出力信号であるトルク変動検出値 $\Delta \tau$ は、回転角度推定値 $\omega \sim$ により式 (1 5) のように導出される。また、トルク変動比較器の出力信号 ε_τ は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ から式 (1 6) のように表される。モータ定数補償演算部 1 2 1 の出力値 R_{out} は、トルク変動比較器の出力信号 ε_τ に応じて式 (3 7) のように表される。
- 25

$$R_{out} = \begin{cases} R^{\sim} & (\varepsilon_r = 0) \\ R_n & (\varepsilon_r = 1) \end{cases} \quad (37)$$

ここで、 R^{\sim} は式(35)で表されるモータ巻線抵抗補償値、 R_n はノミナル値(公称値)である。

上式より、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ がトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ 以下の領域においてのみモータ定数の補償を行う。

なお、トルク変動比較器52にはヒステリシスを具備させても良い。

また、前述の説明では、トルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ が一つの場合について述べたが、トルク変動基準値をいくつか設けて、それぞれの領域においてモータ定数の補償時または非補償時の切り替えを行っても良い。

さらに、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他のモータ定数にも本発明を適用することが可能である。

以上により、モータ定数の補償に伴う演算時間を必要最低限まで短縮し、演算装置の負荷容量を最大限軽減させ、かつ大幅にコストダウンが図れる。

15 実施の形態11

実施の形態8～10において、モータ定数補償部112におけるモータ定数の補償動作オン/オフの切替時の制御について図19を用いて説明する。

本実施形態では、実施の形態8～10のモータ定数の補償動作において、モータ定数(モータ巻線抵抗値)の非補償時(補償動作オフ時)から補償時(補償動作オン時)へと切り替わる場合、図19に示すように、モータ定数補償切替のための猶予期間を設ける。これによって、急激なモータ定数の変化を抑制し、モータ定数が不連続となるのを防止する。

具体的には、非補償時のモータ巻線抵抗値を R_{off} 、補償時のモータ巻線抵抗値を R_n 、モータ巻線抵抗値の現在値を R_{nov} とすると、非補償時から補償時へと切り替わる場合、モータ定数補償演算部121から出力されるモータ巻線抵抗値の現在値 R_{nov} は式(38)で表される。

$$R_{now}[nT_s] = \begin{cases} R_{now}[(n-1)T_s] - \Delta R & (R_{now} > R_{on}) \\ R_{on} & (R_{now} = R_{on}) \\ R_{now}[(n-1)T_s] + \Delta R & (R_{now} < R_{on}) \end{cases} \quad (38)$$

ここで、 ΔR は所定の微小量である。モータ定数補償演算部 1 2 1 からの出力は、猶予期間においては補償時の値 R_{on} に近づくように ΔR ずつ徐々に変化し、 $R_{now} = R_{on}$ の条件を満たした段階で補償時の値 R_{on} に切り替わる。

- 5 逆に、補償時から非補償時へと切り替わる場合、モータ定数補償演算部 1 2 1 から出力されるモータ巻線抵抗値の現在値 R_{now} は式(39)で表される。

$$R_{now}[nT_s] = \begin{cases} R_{now}[(n-1)T_s] - \Delta R & (R_{now} > R_{off}) \\ R_{off} & (R_{now} = R_{off}) \\ R_{now}[(n-1)T_s] + \Delta R & (R_{now} < R_{off}) \end{cases} \quad (39)$$

- すなわち、モータ定数補償演算部 1 2 1 からの出力は、猶予期間においては非補償時の値 R_{off} に近づくように ΔR ずつ徐々に変化し、 $R_{now} = R_{off}$ の条件を満たした段階で非補償時の値 R_{off} に切り替わる。

なお、モータ定数補償切替のための猶予期間として一定の期間を定め、その一定期間内のみモータ巻線抵抗値を段階的に変化させるようにしても良い。

- 15 以上の構成により、モータ定数の補償動作のオン/オフ切り替えに伴う制御安定性および信頼性の向上が図れ、モータの乱調および脱調を防止することができる。

実施の形態 1 2

- 20 本実施形態では、シンクロナスリラクタンスモータの電圧飽和率を検出し、電圧飽和率が所定値よりも高いときに飽和を回避すべく、目標速度を低下させる制御を行なう。

図 2 0 に本実施形態のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の構成を示す。本実施形態の制御装置は、実施の形態 1 の制御装置の構成に加えて、さらに、

シンクロナスリラクタンスモータ 4 の電圧指令値から電圧飽和の度合い（電圧飽和率）を導出する電圧飽和識別部 3 1 を備えている。

電圧飽和識別部 3 1 は次式を用いて電圧飽和率 σ_{vol} を求める。

$$\sigma_{vol} = \frac{\sqrt{v_y^{*2} + v_\delta^{*2}}}{V_R} \quad (40)$$

5

ここで、 V_R は基準電圧（電圧飽和率が 100% となる場合の電圧設定値）、 v_y^* 、 v_δ^* は $\gamma\delta$ 軸電圧指令値である。なお、 v_y^* 、 v_δ^* については、式 (6) により導出する。

電圧飽和識別部 3 1 は上式 (40) で得た電圧飽和率 σ_{vol} と、予め設定された電圧飽和率設定値 σ_R とを比較し、その比較結果を速度制御演算部 1 4 に出力する。

速度制御演算部 1 4 は、電圧飽和識別部 3 1 からの比較結果に基づいて $\sigma_{vol} \geq \sigma_R$ の場合に、外部から与えられる回転速度目標値 ω^* を低減する。例えば、次式 (41) で新たな回転速度目標値 ω^* を低減する。

15

$$\omega^* = \omega^* \times a \quad (a < 1) \quad (41)$$

速度制御演算部 1 4 は電圧飽和率が基準値よりも小さくなるまで回転速度目標値 ω^* を低減し、その低減した値を用いて電流指令値を求めていく。

20 なお、電圧飽和が発生する運転領域（主として高速域）では、 v_y^* 、 v_δ^* は回転速度（同期モータ、シンクロナスリラクタンスモータでは、回転速度目標値 ω^* \times モータ実回転速度となる）に概ね比例するため（例えば式 (33) を参照）、回転速度目標値を下げることで、上式 (40) により導出される電圧飽和率を低下することができる。

25 以上のように、過剰な電圧飽和を避けることで、位置・速度推定演算部における推定位置 $\theta \sim$ の誤差が大きくなることを回避し、脱調を防止できる。

実施の形態 13

図 21 に本実施形態のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置の構成を示す。本実施形態の制御装置は、実施の形態 1 の制御装置の構成に加えて、さらに、シンクロナスリラクタンスモータ 4 の電圧指令値から電圧飽和の度合い（電圧飽和率）を導出する電圧飽和識別部 31 と、インバータ 3 へ入力する直流電圧（以下「インバータ直流電圧」という。）を検出する DC 電圧検出部 33 と、インバータ直流電圧のリップルを相殺するようにモータ電圧指令値を補正するモータ電圧補正部 35 とを備えている。

- 10 電圧飽和識別部 31 はシンクロナスリラクタンスモータ 4 の電圧指令値から電圧飽和率を導出し、この導出した値と、予め設定された電圧飽和率設定値とを比較し、その比較結果を速度制御演算部 14 に出力する。このとき、電圧飽和識別部 31 において電圧飽和率設定値はインバータ直流電圧の脈動に応じて補正される。すなわち、電圧飽和識別部 31 は DC 電圧検出部 33 からインバータ直流電圧の検出値を入力し、インバータ直流電圧の脈動に応じて電圧飽和率設定値を補正する。これにより、インバータ直流電圧の脈動分を考慮した電圧飽和時の保護制御を実現している。電圧飽和率設定値の補正值 σ_{rh} は次式で求められる。

$$\sigma_{rh} = \sigma_R \cdot \frac{V_0}{V_{dc}} \quad (42)$$

- 20 ここで、 σ_R は予め設定された電圧飽和率設定値、 V_0 は予め設定されたインバータ直流電圧の基準値である。

- モータ電圧補正部 35 は、電流制御演算部 17 からのモータ補正電圧指令値を DC 電圧検出部 33 により検出されたインバータ直流電圧 V_{dc} に基いて補正し、これによりモータ電流波形の歪みを低減する。モータ電圧指令の補正值 V_{jh}^* は次式で求められる。

$$V_{jh}^* = V_j^* \cdot \frac{V_0}{V_{dc}} \quad (43)$$

- ここで、 $j = u, v, w$ であり、 V_j^* は電流制御演算部 17より導出されるモータ電圧指令値、 v_{dc} はDC電圧検出部 33より検出されたインバータ直流電圧の値、 V_0 は予め設定されたインバータ直流電圧の基準値（インバータ直流電圧の最大値に設定）である。

- 速度制御演算部 14は、電圧飽和識別部 31からの出力に基き、電圧指令値から導出された電圧飽和率が電圧飽和率設定値以上の場合にのみ、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、この低下した目標値に基いて電流指令値を求める。
- 10 以上のようにインバータ直流電圧 V_{dc} に基いてモータ補正電圧指令及び電圧飽和率設定値を補正するのは次の理由による。

- 一般的にインバータ直流電圧は、図 22に示すように交流電源周波数の 2 倍の周波数で脈動し、その電圧変動幅 ΔV_{dc} は負荷要素が発生する負荷トルクに比例して大きくなる。そのため、図 22の斜線部の分だけ実際のモータ印加電圧が少なくなり、モータ電流波形に歪みが生じてしまう。

- そこで、モータ電圧指令値 V_j^* に関し、式 (43) に示すようにインバータ直流電圧検出値を用いて、インバータ直流電圧の脈動に起因する電圧不足分を補正することで、実際のモータ印加電圧を指令通りの所望の値とすることができる。
- ここで、モータ補正電圧指令（モータ印加電圧）が最も大きくなるのは図 22において、インバータ直流電圧が最小値 $(V_0 - \Delta V_{dc})$ となる場合である。モータ補正電圧指令（モータ印加電圧）の最大値 $V_{jh_max}^*$ は式 (44) のように表される。

$$v_{jh_max}^* = v_j^* \frac{V_0}{V_0 - \Delta v_{dc}} \quad (44)$$

- 25 ここで、 $j = u, v, w$ である。

このときの電圧飽和率 σ_{vol_max} は式 (44) のモータ補正電圧指令値の最大値を 3 相－2 相変換することで式 (45) のように導出することができる。

$$\sigma_{vol_max} = \frac{V_0}{V_0 - \Delta v_{dc}} \frac{\sqrt{v_r^{*2} + v_s^{*2}}}{V_R} \quad (45)$$

上式は、インバータ直流電圧の脈動を補正することで、モータ電圧指令値が大きくなり、その結果、電圧飽和率が大きくなることを示している。すなわち、電
 5 圧飽和率設定値 σ_R が一定の場合、インバータ直流電圧の脈動を補正することにより、電圧飽和の保護制御に移行し易くなり、高速域での駆動性能が低下してしまふ。

そこで、高速域において駆動性能の低下を防止するためには、前述の式（４２）のように電圧飽和率設定値 σ_R もインバータ直流電圧の脈動により補正する必
 10 要がある。このように、電圧飽和率設定値 σ_R を補正することで駆動性能を低下させずに高速運転が実現でき、モータ電流波形の歪みが低減することで効率や制御安定性が向上し、更なる高速運転が実現可能となる。

なお、ＡＣ／ＤＣ変換器２の電圧制御により、ＤＣ電圧を２４０Ｖ（５０ｒｐ
 s時）から２８０Ｖ（１００ｒｐs時）と設定が変わるような場合等、運転条件
 15 （例えば速度域等）によってインバータ直流電圧の値が変化する場合には、上記のインバータ直流電圧基準値 V_0 には予め設定された固定値ではなく、実際のＤＣ電圧検出値の平均値、またはＡＣ／ＤＣ変換器２の電圧設定値を用いて、インバータ直流電圧の脈動を補正しても良い。

上記構成により、実際のモータ印加電圧を常時指令通りとしてモータ電流波形
 20 の歪みを低減することで、効率向上、騒音振動の低減、制御安定性の向上（推定位置の誤差：小）等のメリットが生じるだけでなく、電圧飽和設定値も同時にインバータ直流電圧の脈動により補正することで、高速域において同等以上の駆動性能を実現することが可能である。

25 本発明は、特定の実施形態について説明されてきたが、当業者にとっては他の多くの変形例、修正、他の利用が明らかである。それゆえ、本発明は、ここでの特定の開示に限定されず、添付の請求の範囲によってのみ限定され得る。

請 求 の 範 囲

1. シンクロナスリラクタンスモータの制御装置であって、
シンクロナスリラクタンスモータのステータ巻線に流れるモータ電流を検出す
5 る電流検出手段と、
該電流検出手段による検出値と、前記シンクロナスリラクタンスモータのステ
ータ巻線に印加する電圧の指令値である電圧指令値とから、前記シンクロナスリ
ラクタンスモータの誘起電圧を推定し、その誘起電圧の推定値に基づき前記シン
クロナスリラクタンスモータのロータ位置および回転速度の推定値を決定する位
10 置・速度推定手段と、
該位置・速度推定手段による回転速度の推定値と、外部から与えられる回転速
度の目標値との誤差をゼロとするように、前記シンクロナスリラクタンスモータ
のステータ巻線に供給する電流指令値を決定する速度制御手段と、
予め設定されたシンクロナスリラクタンスモータの電流位相角により、前記速
15 度制御手段からの電流指令値を、そのトルク電流成分であるトルク電流指令値と
界磁電流成分である界磁電流指令値に分配する分配手段と、
前記シンクロナスリラクタンスモータの負荷要素が発生する負荷トルクを前記
シンクロナスリラクタンスモータの出力トルクと一致させるように、前記分配手
段からのトルク電流指令値と、前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の
20 推定値とに基いて前記トルク電流指令値を補正するトルク電流補正手段と、
該トルク電流補正手段からのトルク電流指令値の補正值および前記分配手段か
らの界磁電流指令値と、前記電流検出手段から得られる前記モータ電流検出値と
の誤差をゼロとするように電圧指令値を生成する電流制御手段と、
該電圧指令値に基いて前記シンクロナスリラクタンスモータにおける各駆動素
25 子毎に通電信号を分配する通電分配手段と、
を備えたことを特徴とする制御装置。
2. 前記トルク電流補正手段は、前記位置・速度推定手段から得られる回転速
度の推定値が所定値以下の場合にトルク電流指令値の補正を実行し、前記位置・

速度推定手段から得られる回転速度の推定値が所定値より大きい場合にトルク電流指令値の補正を実行しないように、トルク電流指令値の補正動作を切替えることを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

5 3. 前記トルク電流補正手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は前記トルク電流指令値を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項 2 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

10 4. 前記トルク電流補正手段は、前記負荷要素が発生する負荷トルクの時間的な変動量を検出するトルク変動検出手段をさらに有し、該トルク変動検出手段により検出されたトルク変動量が所定値よりも大きい場合にトルク電流指令値の補正を実行し、検出されたトルク変動量が所定値以下の場合にトルク電流指令値の補正を実行しないように、トルク電流指令値の補正動作を切替えることを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

15 5. 前記トルク変動検出手段は、時間的に連続する前後のサイクルにおける回転速度の推定値の誤差によりトルク変動量を検出することを特徴とする請求項 4 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

20

6. 前記トルク電流補正手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は前記トルク電流指令値を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項 4 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

25

7. 前記速度制御手段は、前記トルク電流指令値が補正される際に、前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値の時間的な平均値を求める平均演算手段と、その求めた平均値と前記回転速度の目標値との誤差がゼロとなるように前記シンクロナスリラクタンスモータのステータ巻線に供給する電流指令値を

生成する指令演算手段とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

8. 前記平均演算手段は、前記トルク電流指令値の補正動作時において前記回
5 転速度の推定値の平均値を出力し、前記トルク電流指令値の非補正時には前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値を出力し、

前記平均演算手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は平均演算手段の出力を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項 7 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。
10

9. 前記電流制御手段は、前記トルク電流指令値または前記トルク電流指令値の補正值、および界磁電流指令値について、二相電流指令値から三相電流指令値に座標変換を行い、前記三相電流指令値と前記モータ電流検出値との電流誤差を
15 ゼロとするべく電圧指令値を生成することを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

10. 前記位置・速度推定手段は、前記電流検出手段から得られるモータ電流の検出値と、前記電圧指令値とから、前記シンクロナスリラクタンスモータの誘
20 起電圧を推定する誘起電圧推定手段と、

前記シンクロナスリラクタンスモータのモータモデルを内部に有し、前記モータモデルから誘起電圧を生成する誘起電圧生成手段と、

- 前記誘起電圧推定手段から得られる誘起電圧推定値と、前記誘起電圧生成手段から得られる誘起電圧値との電圧誤差をゼロとするべく、前記誘起電圧推定値を
25 修正する位置誤差修正手段と
を有することを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

11. 前記誘起電圧推定手段は、前記回転速度の推定値と、前記電圧指令値と

、前記モータ電流の検出値とを用いて前記シンクロナスリラクタンスモータのモータ定数を補償するモータ定数補償手段を有することを特徴とする請求項10記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

- 5 12. 前記モータ定数補償手段は、前記回転速度の推定値が基準値よりも大きい場合に前記モータ定数の補償動作を行なうことを特徴とする請求項11記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

- 10 13. 前記モータ定数補償手段は、モータ定数の補償動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中はモータ定数を、切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項12記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

- 15 14. 前記負荷要素が発生する負荷トルクの時間的な変動量を検出するトルク変動検出手段をさらに有し、

前記モータ定数補償手段は、前記トルク変動検出手段からのトルク変動量が基準値以下の場合に、前記モータ定数の補償動作を行なうことを特徴とする請求項11記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

- 20 15. 前記モータ定数補償手段は、モータ定数の補償動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中はモータ定数を、切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項14記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

- 25 16. シンクロナスリラクタンスモータの電圧指令値から電圧飽和の度合いを示す電圧飽和率を導出し、該電圧飽和識別手段からの電圧飽和率を所定値と比較し、その比較結果を出力する電圧飽和識別手段をさらに有し、

前記速度制御手段は、該電圧飽和識別手段からの出力に基いて、電圧飽和率が前記所定値以上の場合に、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、その

低下した値に基いて電流指令値を決定する、ことを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

17. シンクロナスリラクタンスモータを駆動する交流電圧を供給するインバータへの入力電圧である直流電圧を検出する DC 電圧検出手段と、

前記直流電圧の脈動を相殺するようにモータ電圧指令値を補正するモータ電圧補正手段と、

- モータ補正電圧指令値から電圧飽和の度合いである電圧飽和率を導出し、該導出した電圧飽和率と所定値とを比較し、その比較結果を出力する電圧飽和識別手段とをさらに有し、

該電圧飽和識別手段は前記所定値を前記 DC 電圧検出手段により検出された直流電圧の脈動に応じて補正し、

- 前記速度制御手段は、前記電圧飽和識別手段からの出力に基いて、導出した電圧飽和率が前記所定値以上の場合に、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、その低下した値に基いて電流指令値を決定する

ことを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

18. 前記シンクロナスリラクタンスモータのロータが永久磁石を有することを特徴とする請求項 1 ないし 17 のいずれか 1 つに記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

19. 前記永久磁石は、前記シンクロナスリラクタンスモータの定格負荷におけるブレーキトルクを相殺するのに必要最低限の磁石量のみ具備することを特徴とする請求項 18 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

20. 前記シンクロナスリラクタンスモータのステータは集中巻ステータであることを特徴とする請求項 1 ないし 17 のいずれか 1 つに記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

21. 前記シンクロナスリラクタンスモータの負荷要素は少なくともロータリ圧縮機またはスクロール圧縮機のいずれかであることを特徴とする請求項1ないし17のいずれか1つに記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

1/17

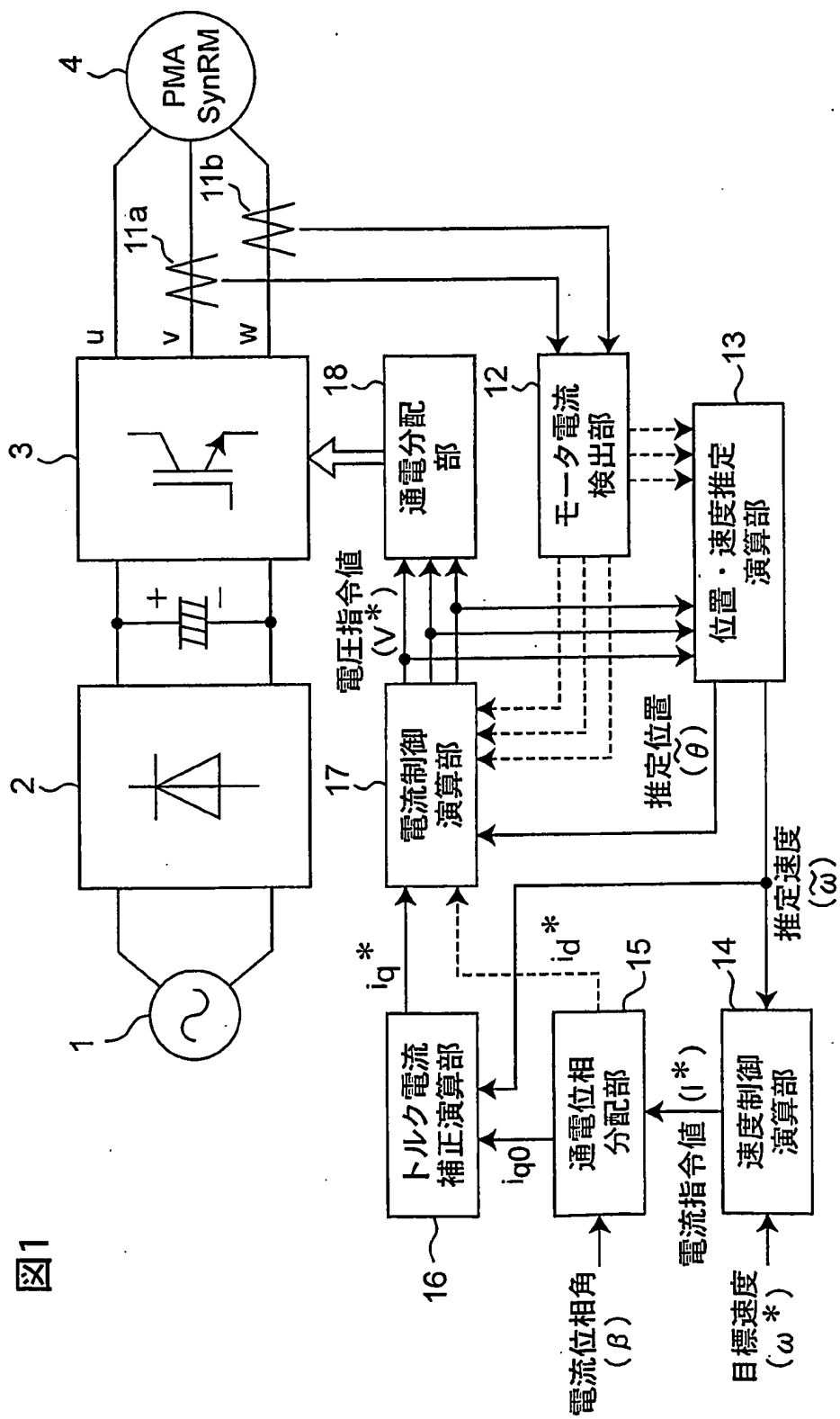
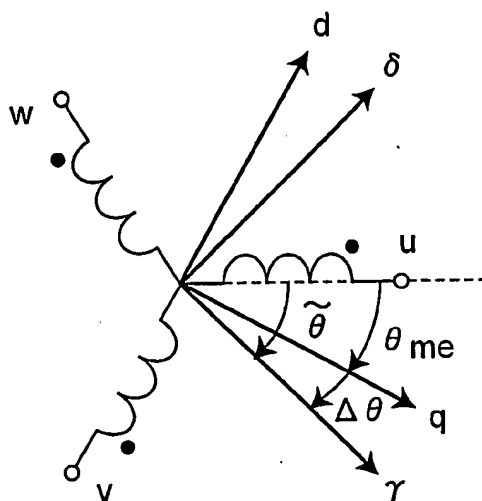


図1

図2



3/17

図 3

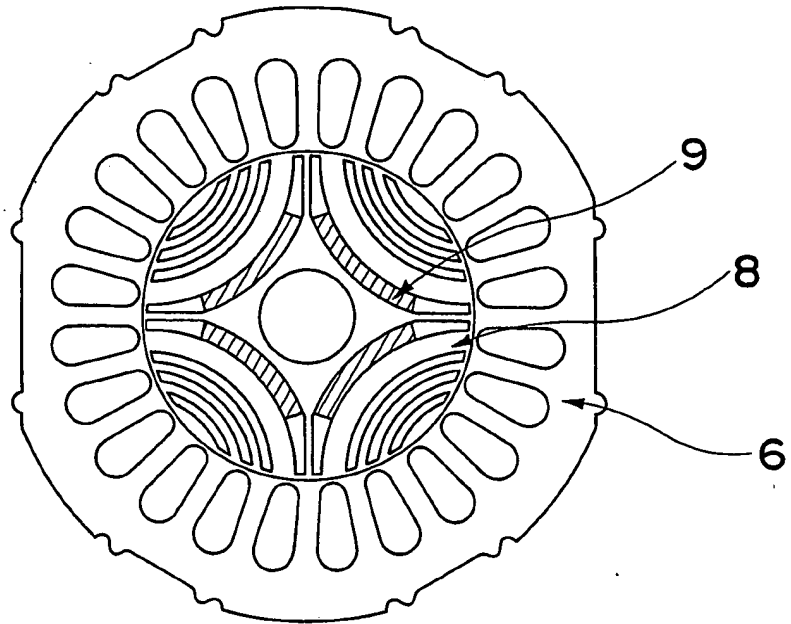


図 4

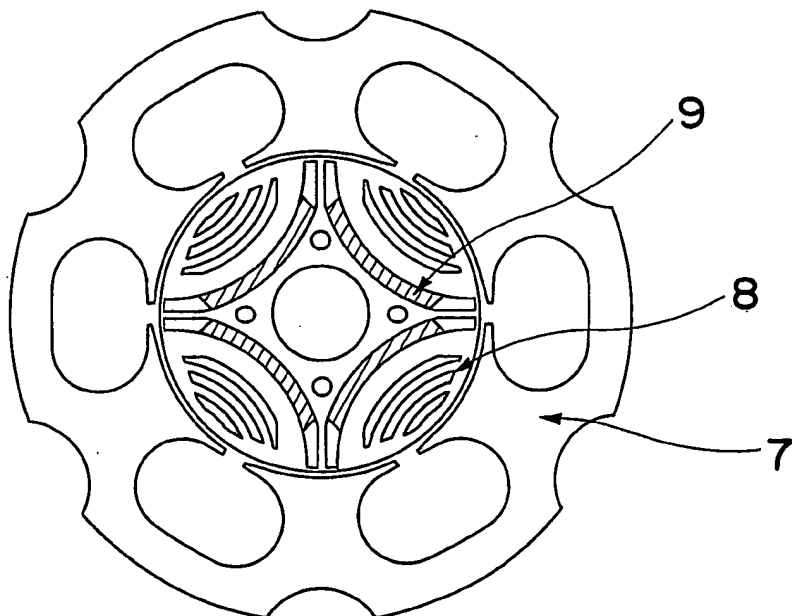


図5

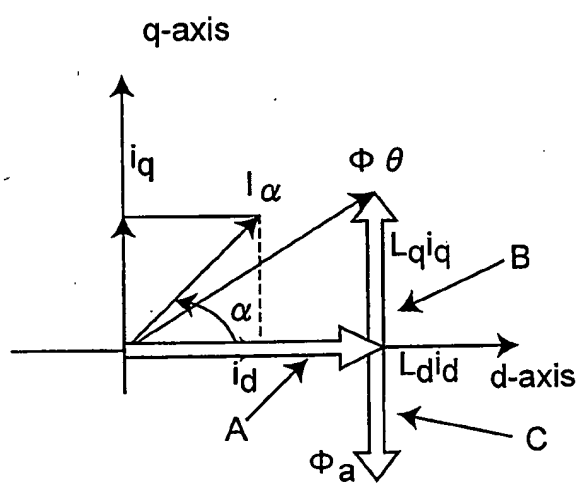


図6

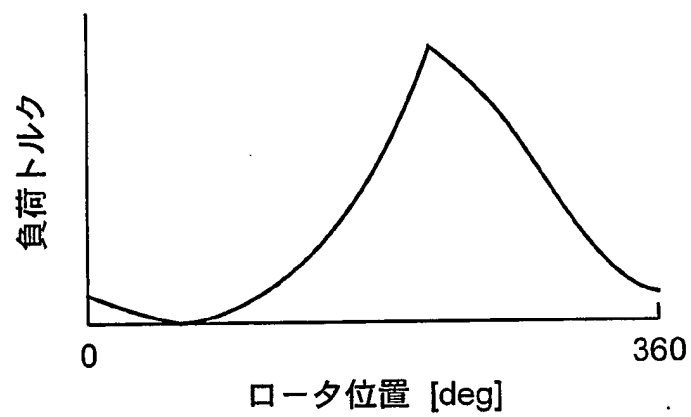
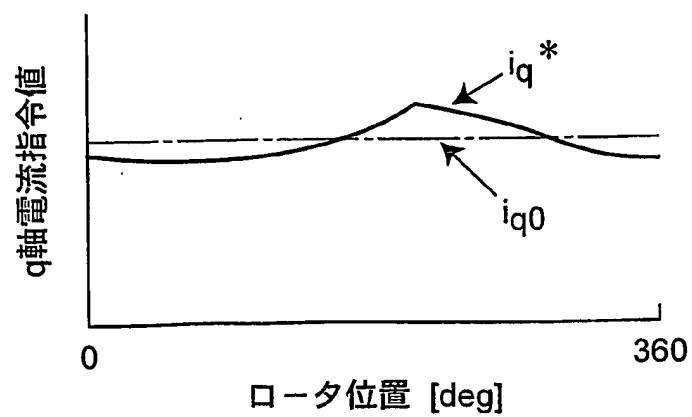


図7



6/17

図8

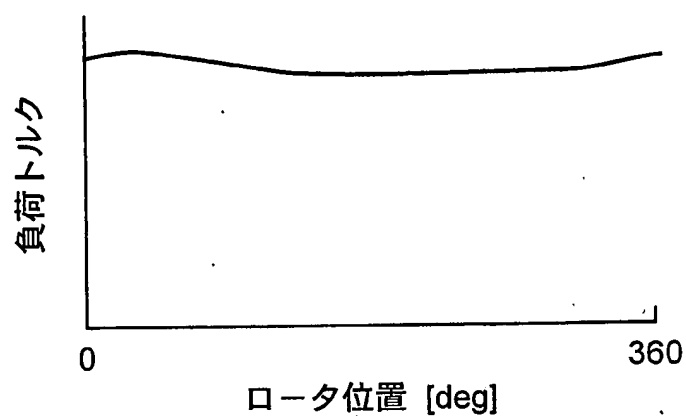


図9

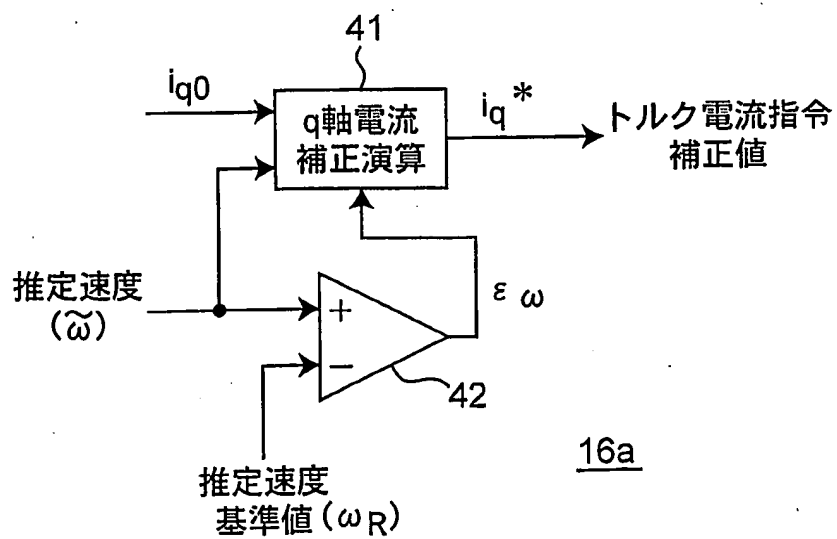


図10

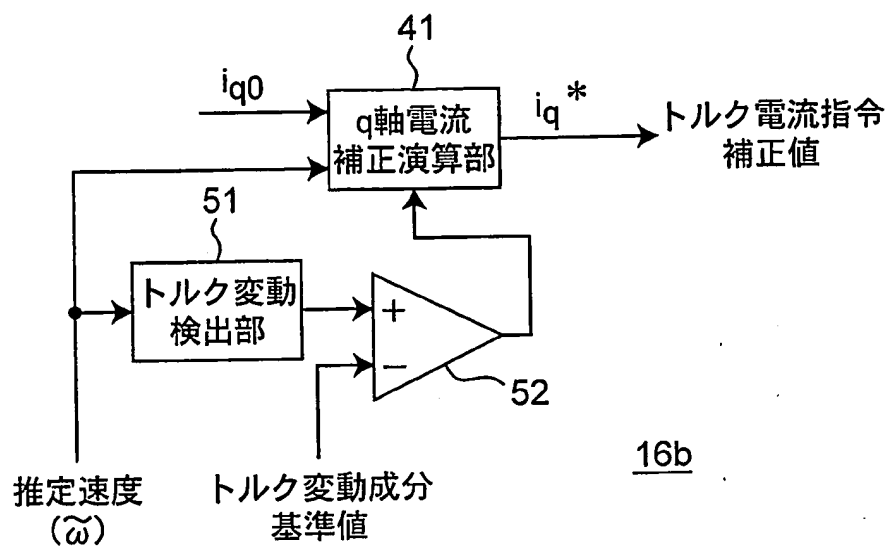


図11

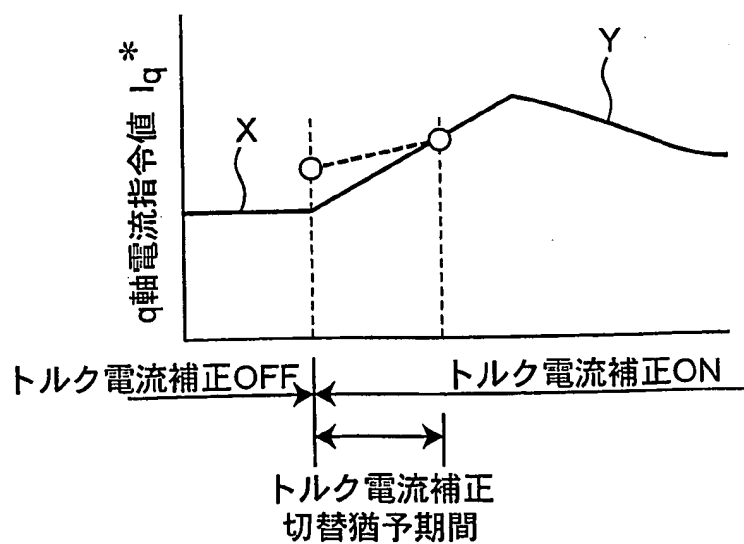


図12

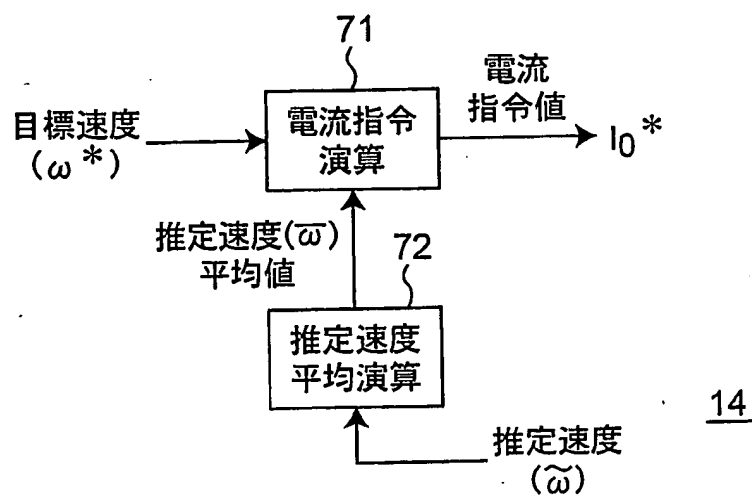


図13

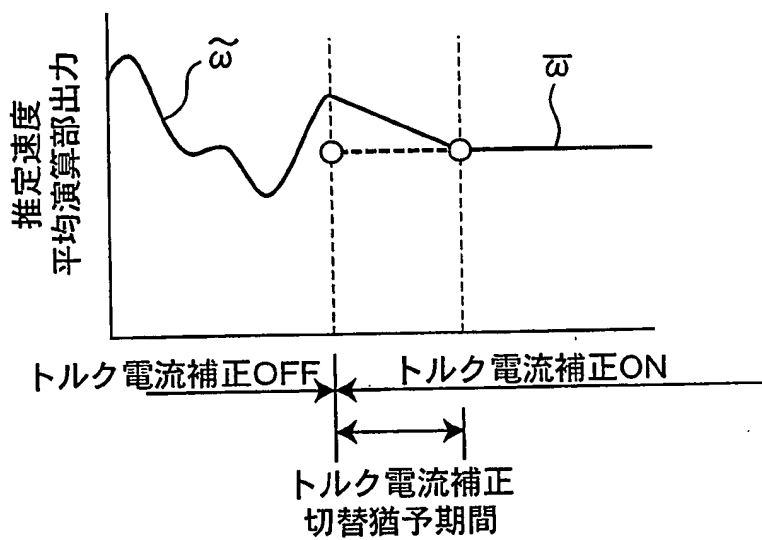


図14

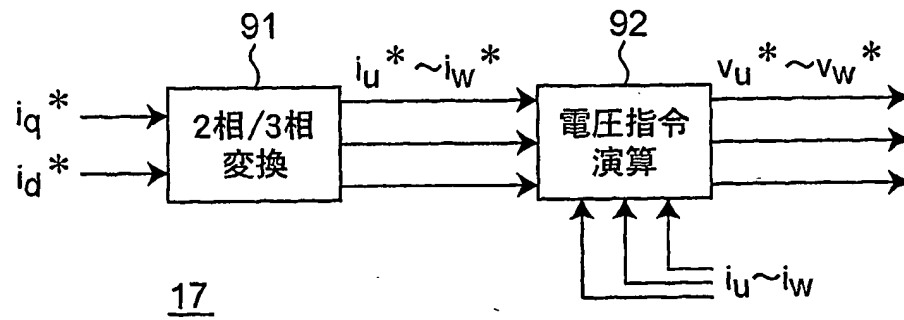
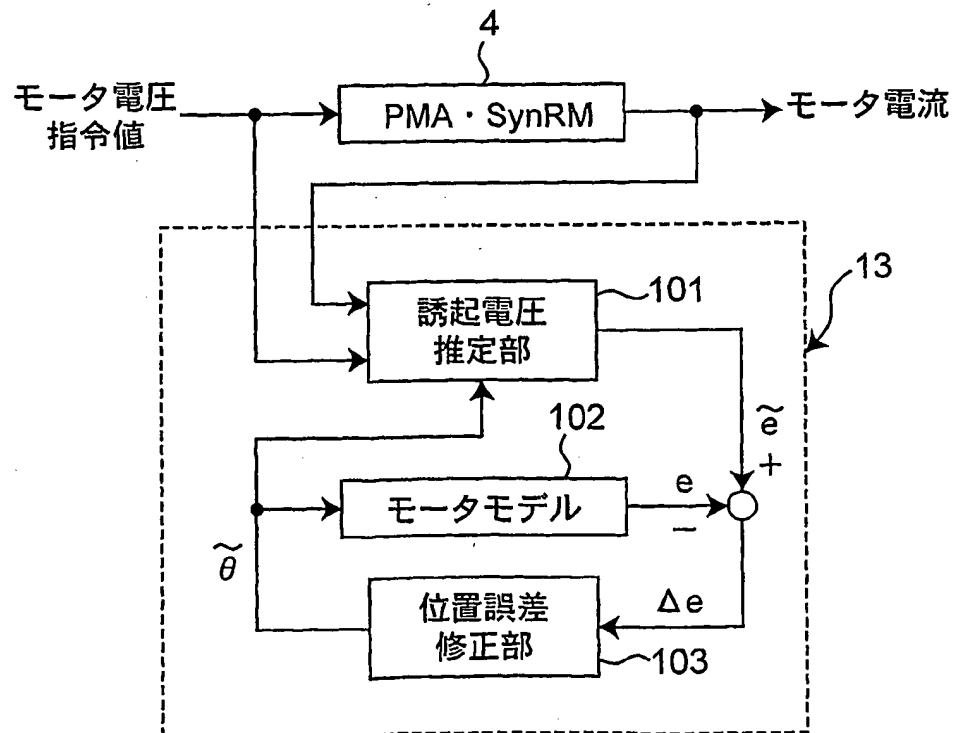


図15



11/17

図16

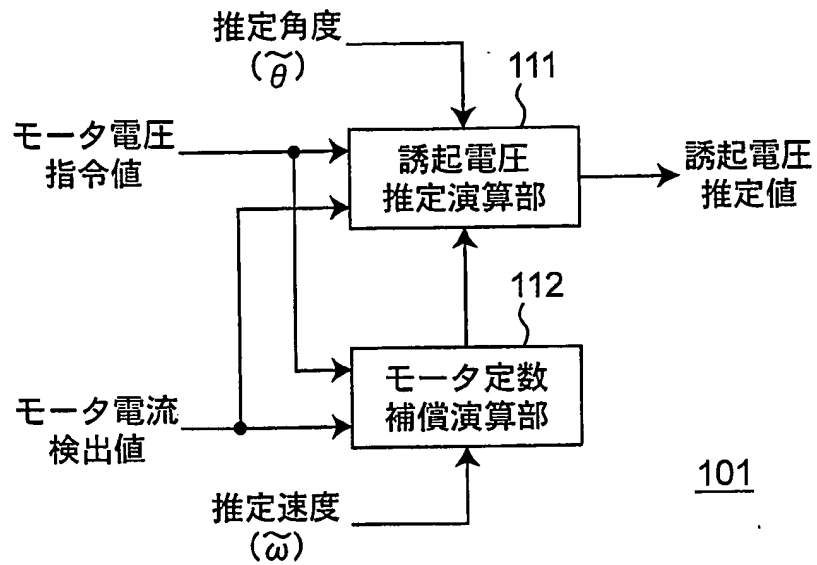
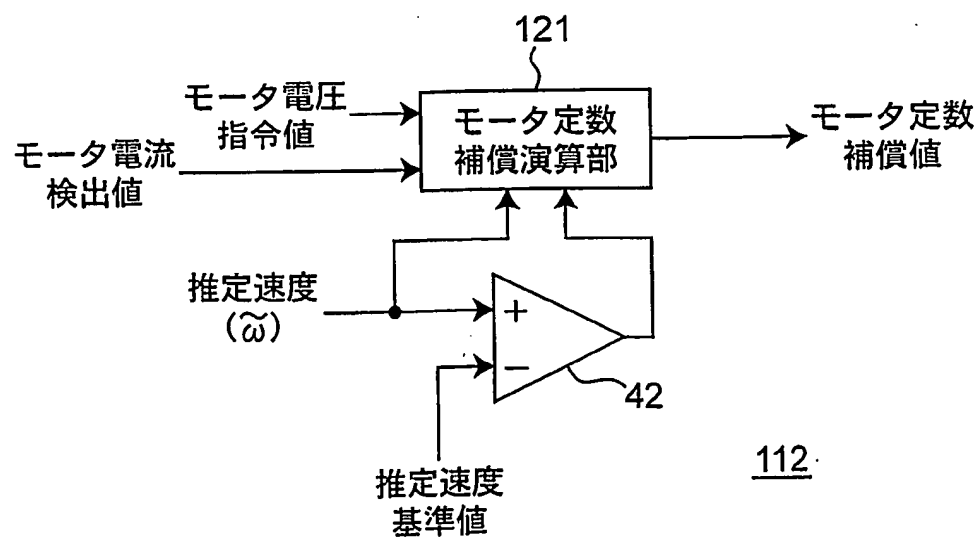


図17



12/17

図18

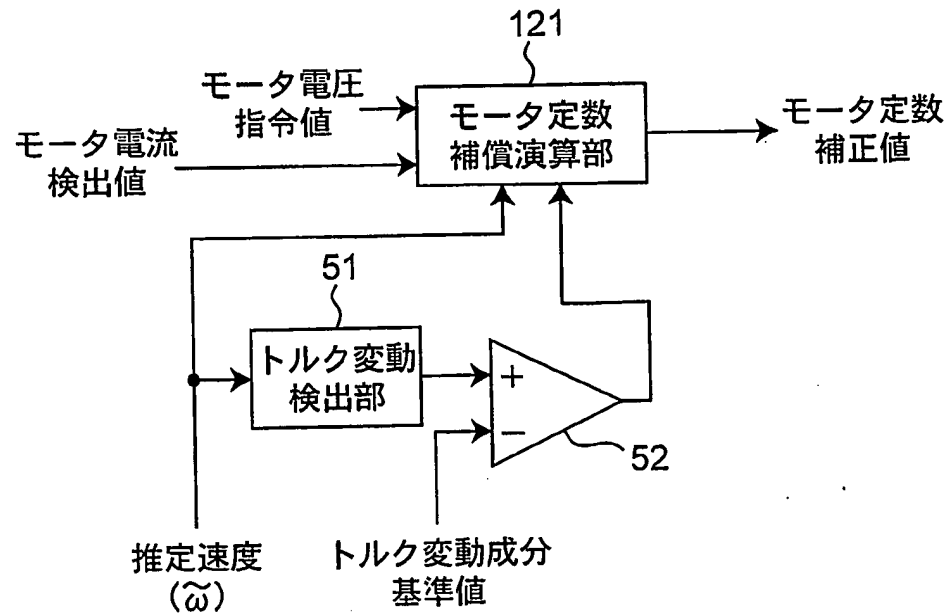
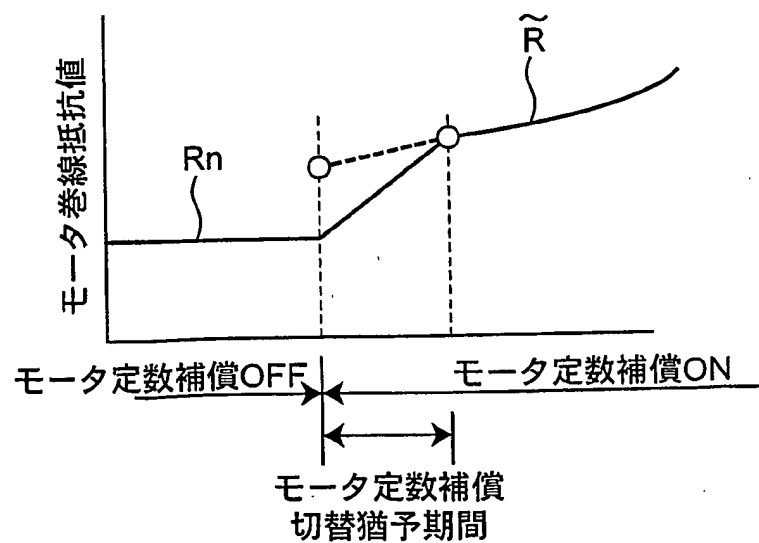
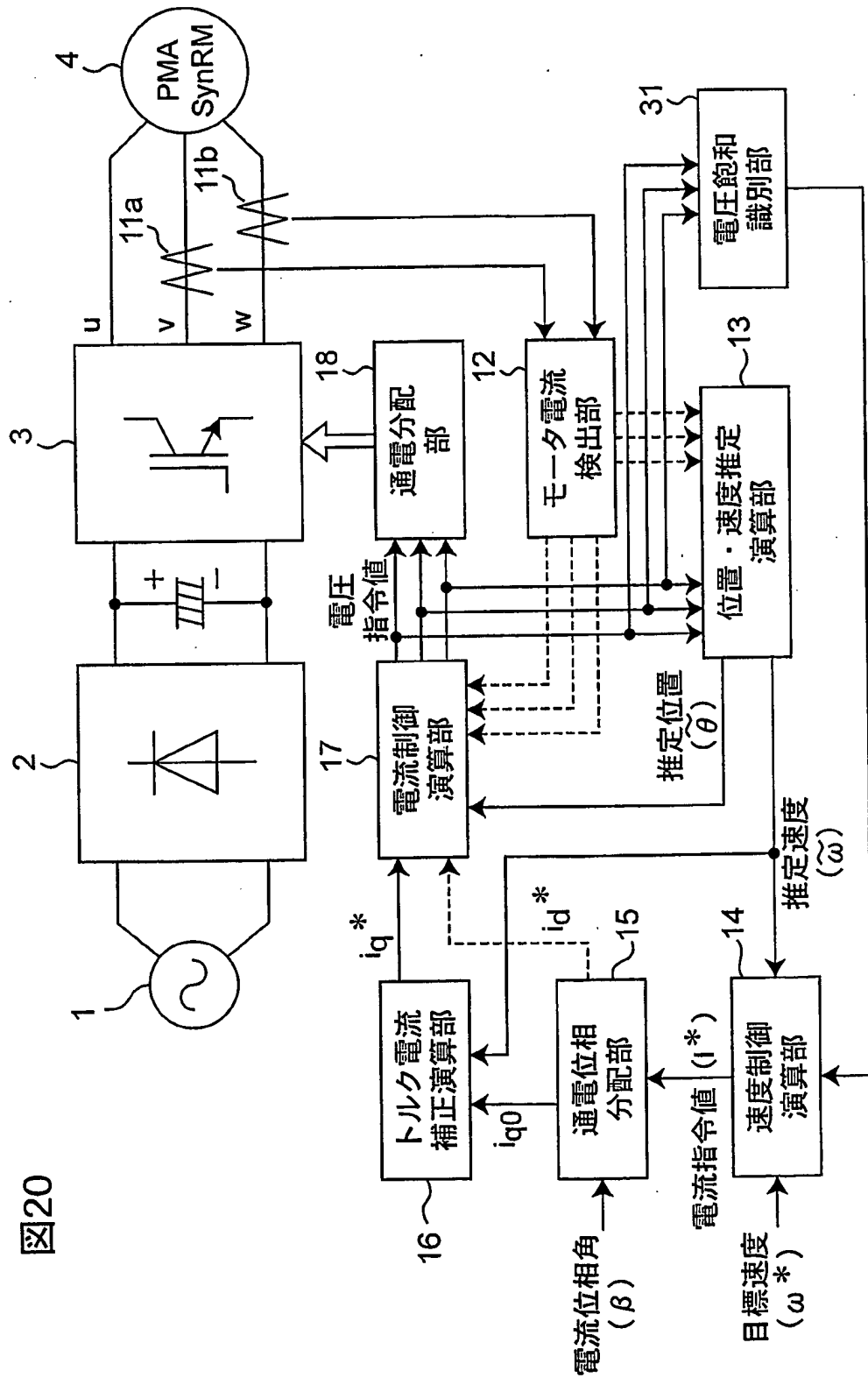


図19





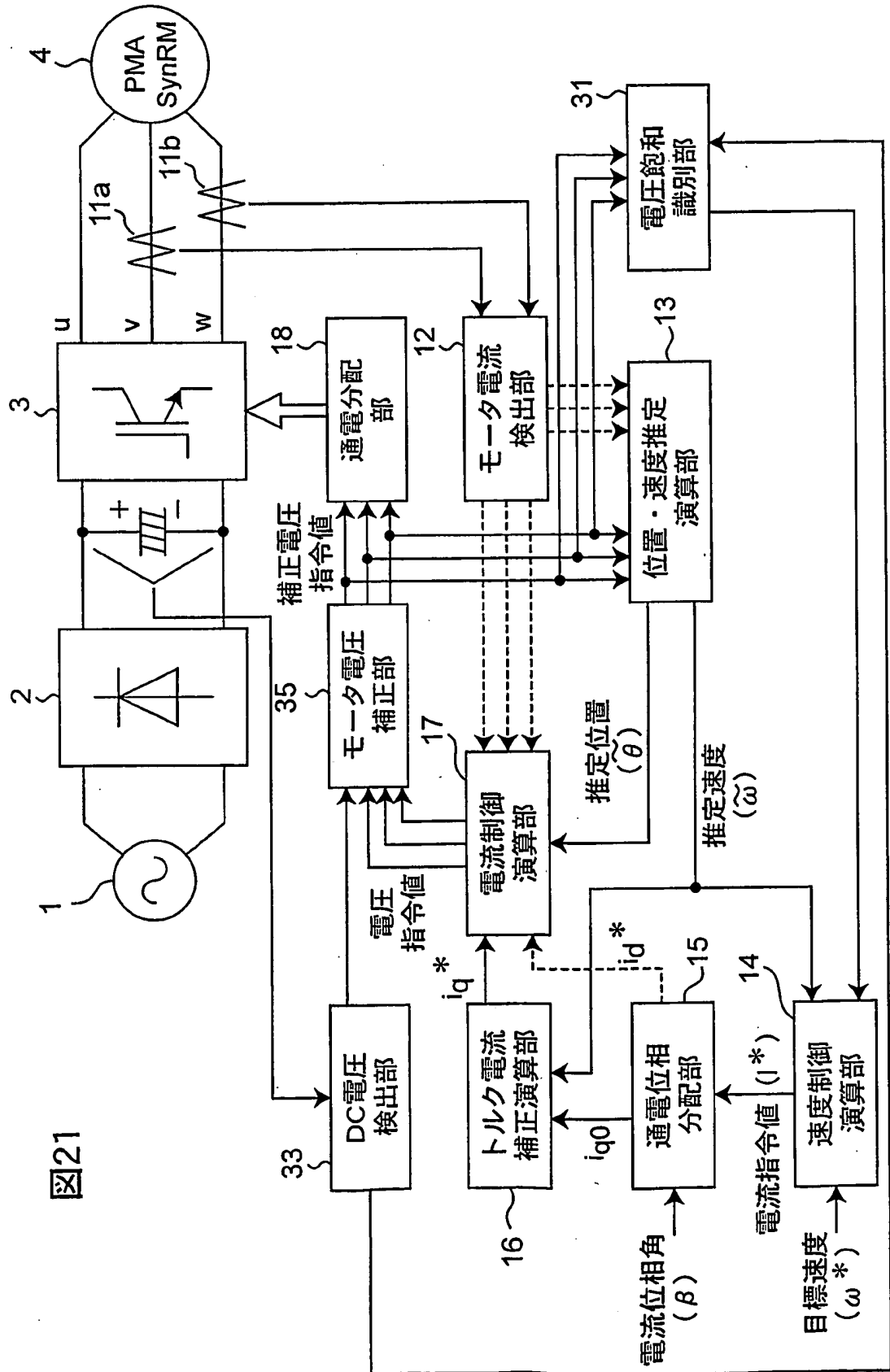
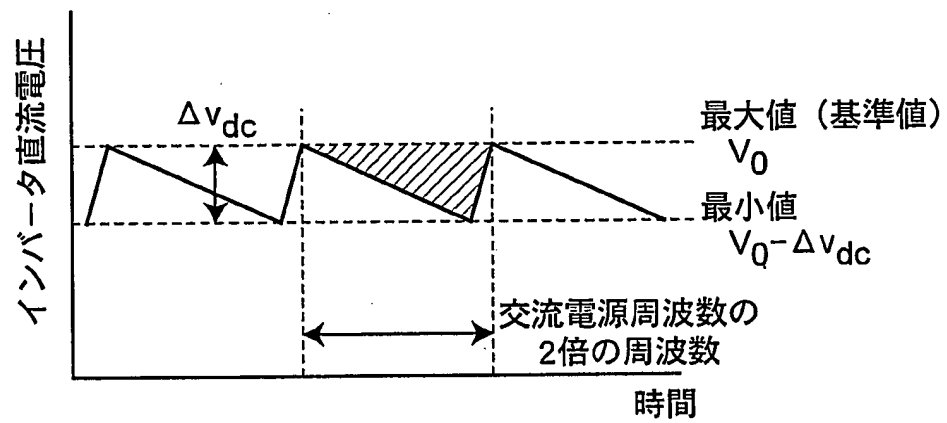
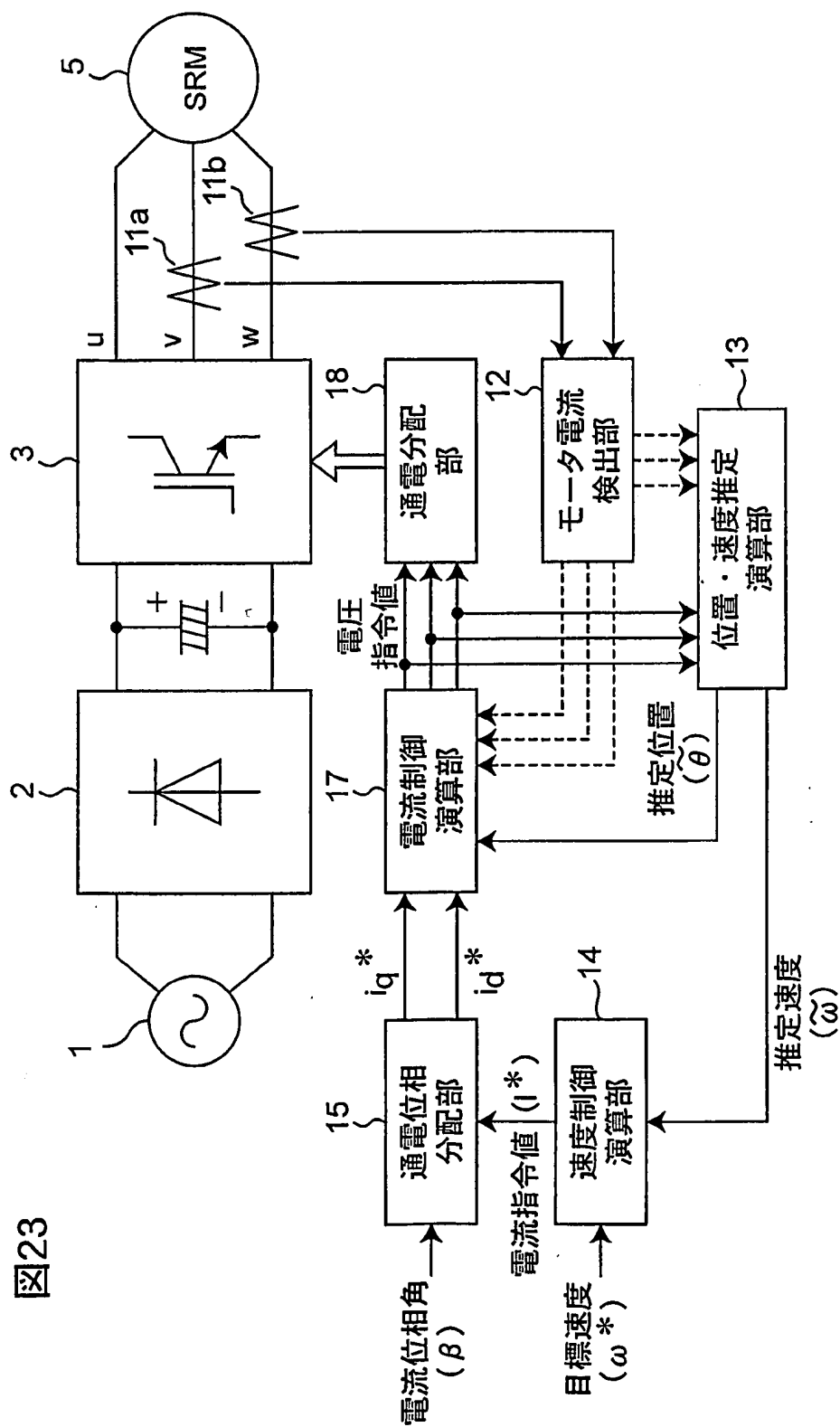


図21

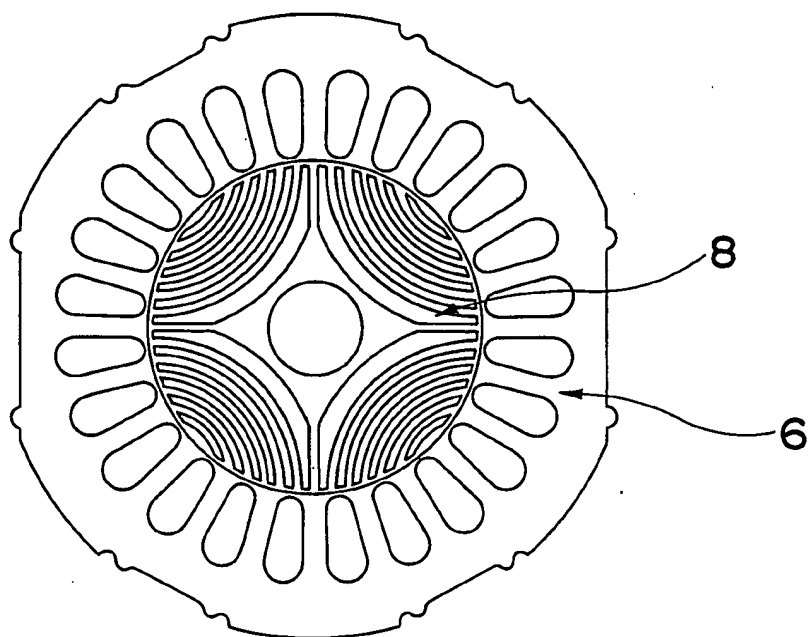
図22





23

24



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03419

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H02P21/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2001-197774 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 19 July, 2001 (19.07.01), All pages (Family: none)	1,18-21 2-17
Y A	JP 10-243699 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 11 September, 1998 (11.09.98), All pages (Family: none)	1,18-21 2-17
A	JP 2000-358400 A (Okuma Corp.), 26 December, 2000 (26.12.00), All pages (Family: none)	2,3,18-21

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
24 June, 2003 (24.06.03)

Date of mailing of the international search report
15 July, 2003 (15.07.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03419

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-245199 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 September, 2000 (08.09.00), All pages (Family: none)	16-21

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JPO3/03419

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H02P 21/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996
日本国公開実用新案公報 1971-2003
日本国登録実用新案公報 1994-2003
日本国実用新案登録公報 1996-2003

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 2001-197774 A (松下電器産業株式会社), 2 001. 07. 19, 全頁 (ファミリーなし)	1, 18-21 2-17
Y A	JP 10-243699 A (富士電機株式会社), 1998. 09. 11, 全頁 (ファミリーなし)	1, 18-21 2-17
A	JP 2000-358400 A (オークマ株式会社), 200 0. 12. 26, 全頁 (ファミリーなし)	2, 3, 18-21

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
24. 06. 03

国際調査報告の発送日
15.07.03

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
川端 修
電話番号 03-3581-1101 内線 3356

様式PCT/ISA/210 (第2ページ) (1998年7月)

C (続き). 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2000-245199.A (松下電器産業株式会社), 2 000.09.08, 全頁 (ファミリーなし)	16-21